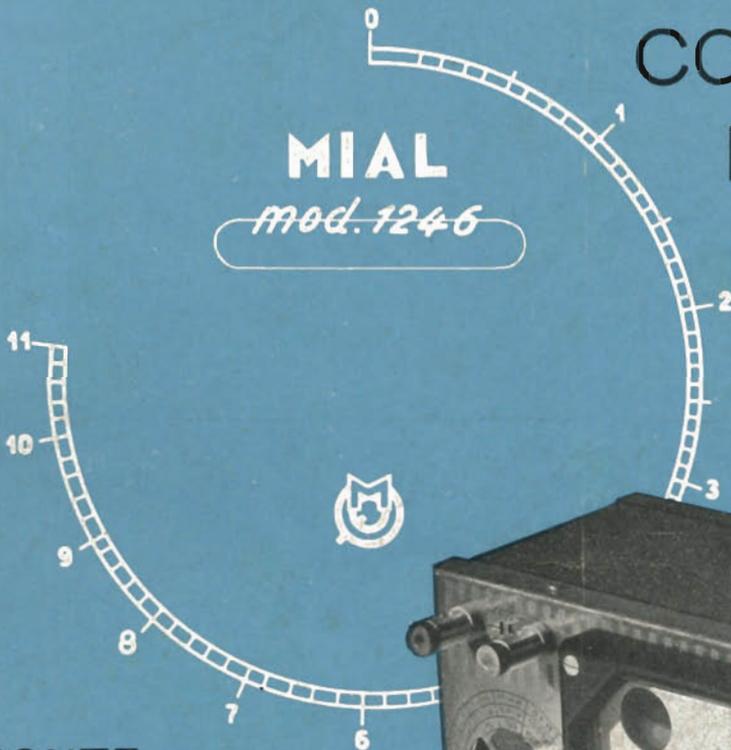
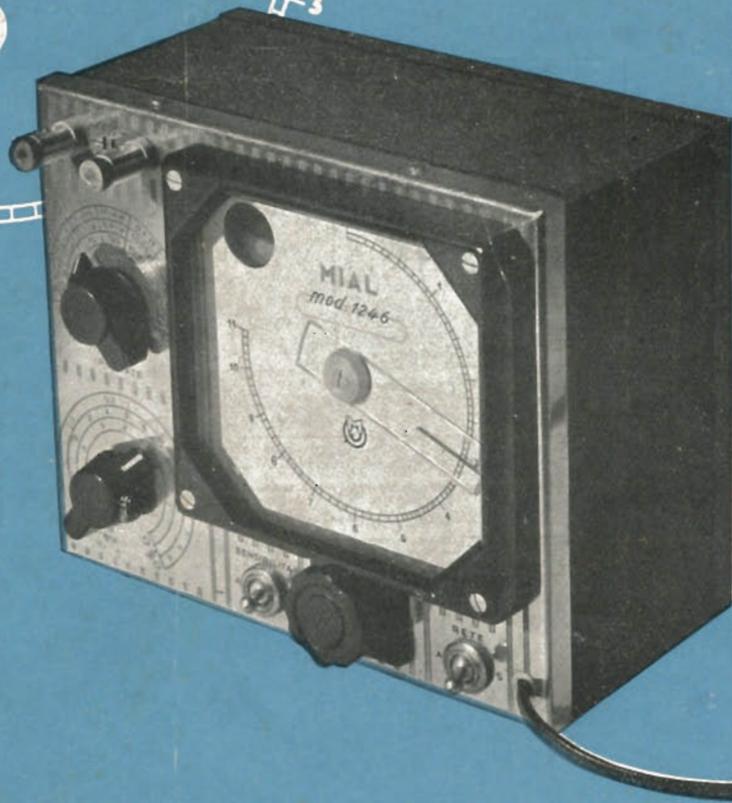
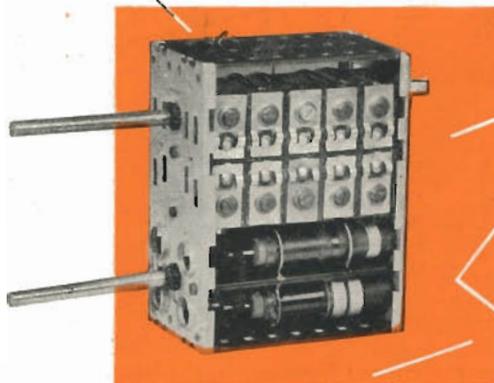
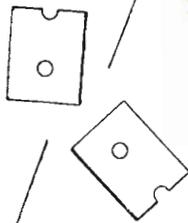
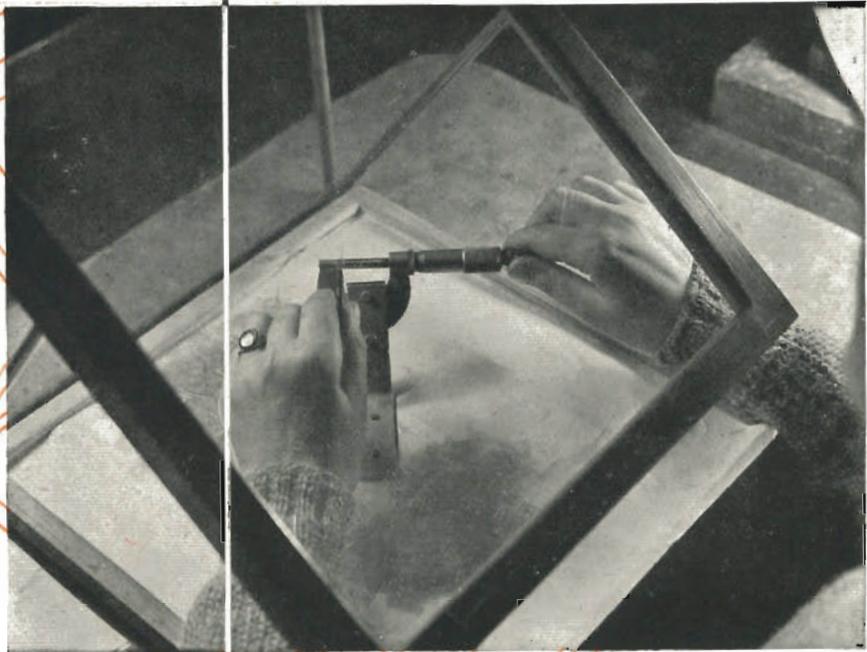
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE GRUPPO III

l'antenna

OTT. 1947

19-20

ANNO XIX

PREZZO L. 150

il P1 *in costruzione*

5. Per la stabilità e l'efficienza le sottili lamelle di mica devono essere accuratamente calibrate e pulite, e deve essere eliminato ogni più sottile velo di grasso o di umidità

Esperte mani femminili scelgono le laminette di mica, le esaminano per rilevarne le imperfezioni, le calibrano, le lavano e asciugano.

Dopo queste operazioni le miche non verranno più toccate per evitare ogni contaminazione.

Queste semplici precauzioni, rigorosamente seguite, garantiscono il risultato finale, consentendo una efficiente produzione di serie.

In questo, come in tutti gli altri particolari costruttivi, la Nova dimostra la sua maturità industriale.

Macchine bobinatrici per industria elettrica

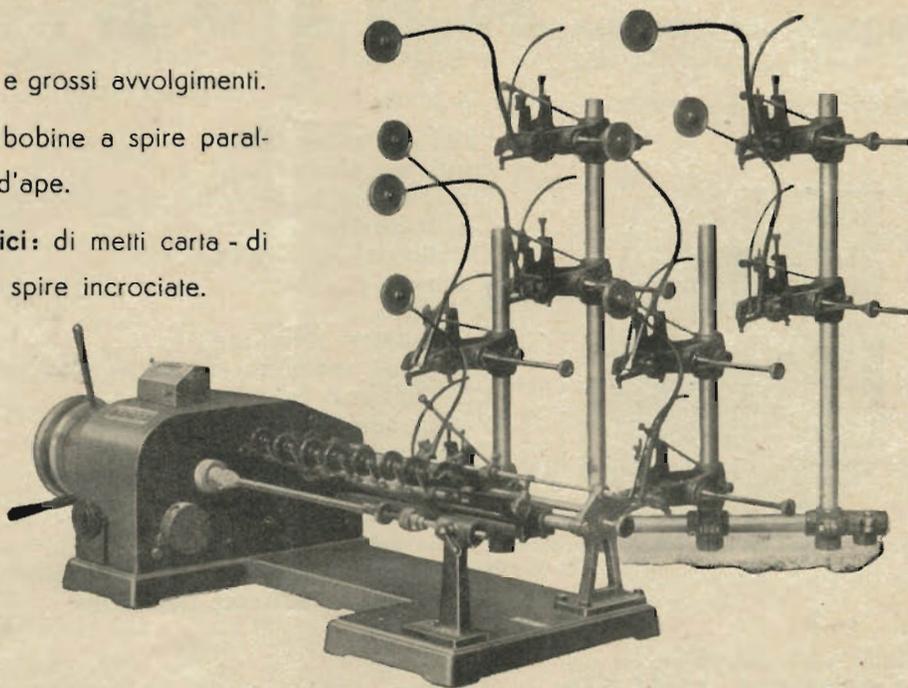
Semplici: per medi e grossi avvolgimenti.

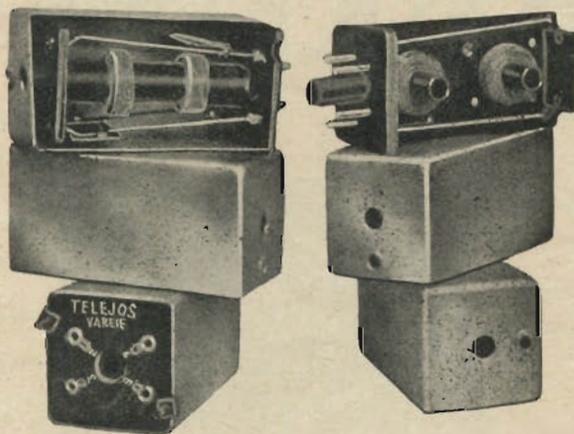
Automatiche: per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

Dispositivi automatici: di metti carta - di metti cotone a spire incrociate.

Contagiri

BREVETTI E

COSTRUZIONI NAZIONALI

ING. R. PARAVICINI - MILANO - Via Sacchi N. 3 - Telefono 13-426

PER LE VOSTRE RADIOCOSTRUZIONI

USATE I NOSTRI PRODOTTI E RISPARMIERETE TEMPO E DENARO

MEDIE FREQUENZE VARIAZ. PERMEAB. VARIAZ. CAPACITÀ INNESTO A ZOCCOLO

GRUPPI ALTA FREQUENZA

TRASFORMATORI ALIMENTAZIONE

ALTOPARLANTI

PER OGNI VOSTRO FABBISOGNO INDIRIZZATE RICHIESTE A

RAPPRESENTANTI ESCLUSIVI

TRE VENEZIE	Sig. GIORGIO CALCAGNI Via F. Filzi 7 - VERONA
LAZIO	Rag. BATTACCHI ALDO Via Padova 1 - ROMA
CAMPANIA	Sig. MARINI DONATO Via Tribunali 276 - NAPOLI
SICILIA	Cav. BALLOTTA BACCHI Via Polacchi 63 - PALERMO

Telejos Radio

VIA VERATTI 4 - VARESE - TELEFONO 35.21

l'antenna

OTTOBRE 1947 — ANNO XIX - N. 19-20

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

XIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

*

PROPRIETARIA EDIT. IL ROSTRO SOCIETA' A RESP. LIMITATA

*

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE VIA SENATO, 24 MILANO — TELEFONO 72.908 — CONTO CORR. POST. N. 3/24227 C. C. E. C. C. I. 225438

UFF. PUBBLIC. VIA SENATO, 24

*

SOMMARIO

UN FASCICOLO SEPARATO COSTA L. 75. QUESTO FASCICOLO COSTA LIRE 150

*

ABBONAMENTO ANNUO LIRE 1200 + 24 (I. g. e.) ESTERO IL DOPPIO

*

Per ogni cambiamento di indirizzo inviare Lire Venti, anche in francobolli. Si pregano coloro che scrivono alla Rivista di citare sempre, se Abbonati, il numero di matricola stampato sulla fascetta accanto al loro preciso indirizzo. Si ricordi di firmare per esteso in modo da facilitare lo spoglio della corrispondenza. Allegare sempre i francobolli per la risposta.

sulle onde della radio

Il Congresso internazionale per il cinquantenario della scoperta marconiana della Radio

Superbamente organizzato a cura del Consiglio Nazionale delle Ricerche si tenne a Roma, dal 28 settembre al 5 ottobre, un Congresso internazionale di radiotecnica, per degnamente solennizzare il cinquantenario della scoperta marconiana della radio. Il comitato d'onore internazionale del Congresso era composto da E. V. Appleton, G. Colonnetti, Lee de Forest, J. H. Dellinger, E. Fermi, G. Giorgi, C. Gutton, H. Norinder e B. Van der Pol. Il comitato promotore, sotto la presidenza di S. E. il Prof. G. Colonnetti, Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche, era costituito dai seguenti membri: Proff. Amaldi, Bottani, Carrara, Carrelli, Castelnuovo, De Pace, Focaccia, Giacomini, Gori, Marino, Matteini, Dott. Marelli, Prof. Sacco, Ing. Selmo, Dott. Stoppani, Prof. Vecchiacchi. Segretario generale del Congresso il dinamico e instancabile Prof. Renato Koch. Erano ufficialmente rappresentate 13 nazioni e oltre 74 enti scientifici o industriali internazionali di primaria importanza. Fra i graditi ospiti stranieri che hanno partecipato ai lavori erano presenti: per la Francia, il prof. Gutton e il prof. Barthélemy de l'Académie des Sciences de l'Institut, l'ing. Lorach de « La Télévision Française »; per l'Inghilterra, il dott. Smith-Rose della « International Electric Engeneer », della « Royal Society » di Londra ed altri Enti, Mr. Faulkner del Ministero Inglese delle Poste, Mr. Smith e Mr. Tremellen della « Marconi » inglese, Mr. Megaw dell'Ammiragliato britannico, il Prof. Hackett della National University of Ireland; per gli Stati Uniti: Dott. Zworykin dell'Istituto Americano di Fisica e del « National Researc Council » e vice Presidente della « Radio Corporation of America », Dott. Mouromtseff della « Westinghouse Electric Corporation », Mr. Doherty della « Bell System Laboratories », Mr. Bolt dell'Istituto Tecnologico del Massachussets, Dr. Schremp del Office of Naval Research; per il Belgio il Prof. Mannebach dell'Università di Lovanio; per l'Olanda il Dott. Strutt e il Dott. Bremmer della « Philips »; per la Svezia il Prof. Norinder della Università di Upsala; per la Svizzera il Prof. Tank, Rettore della Scuola Politecnica Federale di Berna, il Prof. Fisher e il Dott. Bommel della Università di Zurigo, l'Ing. Guanella, e l'Ing. Ludi della « Brown Boveri », ecc.

Per l'Italia erano presenti i Proff. Boella, Carrara, Castelnuovo, Giorgi, Sartori, Vecchiacchi, Piatti, Gigli, Giacomini, Lo Surdo, De Pace, Gori, Marino, Sabbatini, Carrelli, Angelini, Bottani, Treves, Calamandrei, Rutelli, Micheletta, Polvani, Carlevaro, Todesco, Amaldi, Picone, Allara e i Dott. Ing. Abele, Bargellini, Krüger, Monachesi, Morelli, Dal Bianco, Pallavicino, Tescari, Egidi, Bordoni, Nuovo, Malvano, Niutta, Brizzi, Fagnoni, Cutolo, Stawski, Vandetti, Montuschi, Castellani, Panetti, Ferrari Toniolo, Tiberio e molti altri cui chiediamo venia per l'involontaria omissione.

« L'Antenna » era rappresentata dal Dott. Adriano Pascucci direttore di « Tecnica Elettronica ».

La cerimonia inaugurale del Congresso ebbe luogo alle 10 del 28 settembre nella sala della Protomoteca in Campidoglio. I discorsi inaugurali furono pronunciati da S. E. Umberto Merlin, Ministro delle Poste e delle Telecomunicazioni, e da S. E. Gustavo Colonnetti. Erano presenti insieme ai congressisti, la Signora Marconi con la figlia Elettra, i membri del corpo diplomatico, autorità civili, militari, religiose.

Nel pomeriggio del venerdì 3 ottobre ai partecipanti al Congresso fu concessa una particolare udienza del Santo Padre, a Castel Gandolfo. In tale occasione il Pontefice pronunciò un lungo e profondo discorso che non mancò di commuovere gli ascoltatori e per la nobiltà delle parole e per la rigorosa impostazione tecnica. I partecipanti al congresso furono individualmente presentati al Pontefice che, esprimendosi direttamente nella lingua di ognuno, ebbe per tutti parole di interessamento. La sera dello stesso giorno ebbe luogo nell'auditorio della RAI un concerto

con l'esecuzione di una fantasia lirica di Ravel e di un'opera buffa di Strawinski.

Sabato 4 ottobre, alle 16, ebbe luogo la cerimonia di chiusura del Congresso all'Accademia Nazionale dei Lincei. In tale occasione parlarono il Presidente dell'Accademia stessa Prof. Guido Castelnuovo e il Prof. Carrelli che tenne il discorso di chiusura. Seguì un ricevimento offerto dalla Accademia dei Lincei.

L'organizzazione generale del Congresso fu eccellente. L'organizzazione era completata da un buon servizio di interpreti, stenografe e fotografi. Da notare la deprecabile assenza o insufficienza della stampa quotidiana che si limitò a troppo modesti accenni a tale importante manifestazione.

PRIMO CONGRESSO DEI RADIANTI A PISA

A Pisa, organizzato dalla locale delegazione provinciale del RCI in modo degno di plauso, si tenne, nei giorni 7 ed 8 settembre il I Congresso Nazionale del Gruppo Radianti del Radio Club d'Italia e di tutti i radianti italiani. Parteciparono, oltre al presidente del RCI, Dottor Capolino (i3BBC), il presidente del Gruppo Radianti, signor Pietro Spriano (i3KTA) ed il Vice-presidente, Prof. Dott. Oscar Buglia Gianfigli (i1WRX), i rappresentanti dei Ministeri interessati, l'On. Mancini, il Maggiore Haas dell'Esercito Americano e numerosi soci del RCI e della ARI.

Le discussioni, che furono lunghe ed interessanti avendo trattato tutte le questioni che riguardano l'attività radiantistica italiana, furono aperte dal Dottor Capolino (i3BBC) il quale con una brillante esposizione passò in rassegna le varie fasi dell'andamento delle pratiche svolte per il riconoscimento ufficiale dei radianti presso le autorità competenti, pratiche che troppe volte si sono svolte in un clima burrascoso e polemico anche a causa della mancata intesa con la ARI, il cui vecchio consiglio di amministrazione non avrebbe accettato lo scambio di amichevoli conversazioni, atte a chiarire i rapporti fra i due enti. Quindi rese noto che il Ministero degli Interni in passato aveva varato una bozza di regolamento la quale era stata inviata ad entrambe le associazioni e che la ARI aveva senz'altro approvata mentre il RCI non ritenendola sufficiente a salvaguardare gli interessi dei radianti aveva proposto delle modifiche che successivamente erano state oggetto di ulteriori revisioni anche per consiglio del Magg. Hass. Dopo aver affermato che il regolamento definitivo sta per essere approvato dal Ministero (mentre scriviamo queste note ci risulta che l'approvazione è già avvenuta) e che quindi molto presto verrebbe iniziato il rilascio delle licenze definitive, i3BBC illustrò gli inconvenienti verificatisi durante il recente QRT ministeriale (auguriamoci che eventuali altri QRT siano comunicati con una certa serietà e con forma adatta) e rese noto l'attuazione di importanti provvedimenti non ultimo dei quali il riconoscimento dei posti d'ascolto il cui scopo non è quello di dare la caccia agli OM bensì quello di mantenere nelle gamme quei limiti di serietà che per il buon nome del radiantismo italiano s'impongono.

Successivamente prese la parola i1GG delegato provinciale di Pisa ed organizzatore del Congresso, il quale presentò la presidenza del gruppo radianti, seguito da i3KTA che polemizzò sui molteplici tentativi di accordo fatti con la ARI analizzando più profondamente tutte le questioni inerenti l'attuale posizione radiantistica nostrale. A i3KTA si avvicendarono diversi oratori fra i quali i3WRX ed il simpatico i1CW colonna dei meteorologisti.

I risultati pratici di questo congresso dovrebbero ripercuotersi, secondo noi, in senso veramente benefico per il radiantismo italiano ed a tale proposito speriamo che l'auspicata intesa ARI-RCI sia per essere un fatto compiuto. Frattanto con l'approvazione delle autorità è stato istituito il *Corpo Meteorologico Italiano* che sotto la guida e la competenza del Cap. Filippini (i1CW) si terrà in stretto contatto con gli organi governativi interessati a tale servizio. E' stata pure approvata la formazione del *Corpo di Emergenza Italiano* che sarà al servizio della Nazione per servizi di pronto soccorso in caso di calamità e dovunque vite umane siano in pericolo, ed infine ottima realizzazione, è stato istituito il *Corpo Ascoltatori* (speriamo a tale riguardo che ci si ricordi che esiste anche una lingua italiana!) del quale dovranno far parte per un certo periodo di tempo tutti

coloro che non hanno la pratica necessaria per ottenere le licenze di trasmissioni.

In definitiva si è avuta la netta sensazione che questo congresso sia stato più realizzatore di altri consimili: per spiegarci con parole di moda, che sia stato piuttosto progressista che conservatore; auguriamoci che ciò si avveri anche praticamente e che, cosa della massima importanza, si mantenga il radiantismo italiano — come avviene in quasi tutti i paesi del mondo — lontano da eventuali influenze di carattere diverso da quello scientifico e sperimentale, influenze che potrebbero significare il tramonto prima dell'aurora. L'aurora del radiantismo italiano dopo una lunga parentesi piuttosto oscura. (i1PS)

L'ASSEMBLEA STRAORDINARIA DELL'ARI

L'INIZIO, che portò a sviluppi di vasta portata in seno all'ARI stessa, fu la parte più... *spettacolare* dell'Assemblea Straordinaria dei Soci tenutasi in Milano l'11 ottobre u. s. Riteniamo pertanto interessante riportare una cronaca dettagliata di questa prima fase.

Prima di aprire ufficilmente i lavori dell'Assemblea Straordinaria della ARI, l'ing. Montù invita i presenti ad esaminare alcune riviste di Associazioni Radiantistiche estere, onde risulti documentata la successiva discussione sul punto 4 dell'ordine del giorno: « Organo Ufficiale » (leggi Radiogiornale).

Mentre i Soci seduti nelle prime file di poltrone fanno circolare le riviste in questione, si assiste ad una concitata discussione al Banco della Presidenza dell'Assemblea al quale, oltre l'ing. Montù, siedono Motto, Pascucci, Fontana ed il Segretario dell'ARI. Si apprende che le discussioni suddette dipendono da una mozione, depositata al Banco della Presidenza e tendente ad ottenere che si proceda alla elezione di un Presidente dell'Assemblea. L'ing. Montù in un primo tempo si rifiuta sinanche di prendere in considerazione tale proposta, ritenendo che la Presidenza dell'Assemblea spetti a lui di diritto, quale Presidente dell'Associazione, e fa per iniziare senz'altro la sua relazione.

Viene interrotto da diversi tra i presenti: San Pietro, Aghib, Sellari ed altri parlano in contraddizione con tale opinione ed a favore della votazione della mozione stessa. Dopo concitata discussione, l'ing. Montù acconsente a porre ai voti la seguente domanda: « desiderano i presenti che si proceda all'elezione di un Presidente dell'Assemblea? », dichiarando nel contempo che se tale domanda incontrasse una maggioranza affermativa egli lo riterrebbe un non meritato affronto personale e lascerebbe immediatamente la Sala.

Uno o due tentativi di votazione vanno a vuoto per interruzioni. Si riesce infine a procedere, e la votazione dà 29 voti favorevoli all'elezione di un Presidente, 27 contrari ed alcuni astenuti (manca un conteggio esatto).

L'ing. Montù raccoglie le sue carte, ed invano trattenuto da chi cerca di fargli presente come il suo atteggiamento sia inopportuno e comunque prematuro sinchè l'Assemblea si sia ulteriormente pronunciata sulla persona del Presidente (argomento che sinora non è affiorato dalla discussione), lascia la sala dichiarando ripetutamente « l'avete voluto — me ne vado, e per sempre ».

L'ing. Ognibene si alza anch'egli al grido di « chi ha votato contro, esca con me! » ed esce solo. Nella confusione, sparisce anche Fontana (che però sosta nel corridoio, donde più tardi rientrerà in sala).

Per alcuni minuti regna la confusione più completa. Sale al Banco della Presidenza Motto e, assistito da Sellari, riesce a ristabilire un minimo di ordine. Motto dichiara, che quale Vice-Presidente dell'ARI, dimissionario ma tuttora in carica, ritiene suo dovere assumere la Presidenza interinale dell'Assemblea (vivi applausi).

Dà quindi lettura dell'esatto testo della mozione iniziale: « Con la presente si fa istanza all'on. Presidenza dell'ARI affinchè l'odierna Assemblea Straordinaria dei Soci venga effettuata sotto la Presidenza del Socio i1ADD - Gurviz Alessio ».

Seguono le firme di Pascucci (ADC), Aghib (AOY), Aggujaro (QP) per la Sezione ARI di Padova; Maestroni (MN), Bellini (TE), Lopriore per la Sezione ARI di Pisa; Sellari (TV), Stringa (ET), Cannito (AIV), Puntoni (XI), Scandola (JP), Massa (MT), Ianitto (LD), Palavisini (VS), Polli (NK) per la Sezione di Roma; Carbone (KV), Obino (OB), Simonetti (LT), Levi (ACI), Bertolasi (JD), Caraccini (OM), Pera (AB), Gerardi (PF), Curcio (DC) ed altri.

Motto propone quindi che tale mozione venga votata. Sellari fa notare l'inutilità di tale votazione, poichè la mozione è già firmata da più della metà dei presenti. Motto verifica, e riconosce la fondatezza di tale osservazione. Propone però che si voti egualmente, per maggior regolarità.

Gurviz viene eletto a Presidente dell'Assemblea all'unanimità dei presenti. Cannito assolve egregiamente le funzioni di segretario.

La tirannia dello spazio ci costringe a riassumere ora con una certa concisione il resto dei lavori dell'Assemblea.

Fu innanzitutto data comunicazione ufficiale dello scioglimento del « Comitato Dissidente », che ritiene esauriti i compiti che si era prefissi e rientra in seno alla ARI confidando nei risultati delle prossime elezioni.

L'avv. Faustini espose quindi dettagliatamente l'operato della « Commissione di Rappresentanza » della ARI presso i Ministeri. L'esistenza stessa di tale Commissione era pressochè ignota ai Soci, data la politica — seguita dalla passata Presidenza della ARI — di non dar pubblicità alcuna all'operato della C.d.R.

Faustini concluse facendo il punto sulla situazione attuale: il rilascio delle licenze definitive è in fase risolutiva, ma non ritiene sia immediatamente prevedibile; nel frattempo i permessi provvisori continuano ad essere validi di 30 in 30 giorni.

Vari Soci chiesero — ed ottennero — schiarimenti, dopo di che si passò a discutere dei rapporti della ARI con altre Associazioni di Radianti. Dopo lunga discussione, risultò approvata a grandissima maggioranza la seguente mozione, proposta da Sellari:

« I Soci della ARI, riuniti in questa assemblea straordinaria, viste le incresciose conseguenze del dissidio esistente tra ARI e RCI si dichiarano nettamente contrari a tale stato di cose. Pregano i futuri Dirigenti della ARI mantenendo intatta l'autonomia della ARI, di tentare ancora una volta di giungere ad una collaborazione con il RCI e chiedono l'eliminazione del dissidio esistente, auspicando che lo spirito di questo ordine del giorno sia compreso nella giusta misura dal RCI ».

Venne quindi data lettura di una mozione Aghib, con la quale si chiese l'annullamento delle elezioni in corso poichè la distribuzione delle schede non offre assolutamente le necessarie garanzie. In appoggio, esibisce due schede a lui pervenute al medesimo indirizzo e colla medesima intestazione, mentre consta che altri Soci non hanno ricevuto la propria scheda. La mozione Aghib viene quindi approvata, e si incarica Motto di dar immediato avviso alla Presidenza dell'ARI della decisione dell'Assemblea.

La Sezione di Roma della ARI presenta una mozione, con la quale si fa presente la opportunità dell'insediamento a Roma di un Vice-Presidente della ARI con ampi poteri per trattare con le Autorità. La proposta viene approvata all'unanimità.

Aggujaro chiede si discuta in Assemblea una lista di candidati per le prossime elezioni. Vari altri si associano. Il Presidente richiama all'ordine, ritenendo che tale discussione esuli dagli scopi e poteri dell'Assemblea stessa. Pur approvando, a titolo personale, tale iniziativa che varrebbe ad evitare una dispersione di voti altrimenti pressochè inevitabile, prega quindi i promotori di costituirsi in Comitato Elettorale indipendente sia dalla ARI sia dalle Sezioni e di procedere ad ogni discussione in altra sede.

FAUSTINI presenta la seguente mozione conclusiva: « La Assemblea Straordinaria dei Soci della ARI, riunita in Milano l'11 ottobre 1947, mentre si dichiara spiacente che il Presidente dell'ARI abbia ritenuto di non poter presenziare ai lavori, coglie l'occasione per confermare all'ing. Montù la propria profonda stima ed ammirazione, formula il voto che in ogni caso la Presidenza onoraria a vita della ARI venga offerta all'insigne ingegnere ».

La mozione viene entusiasticamente approvata all'unanimità, e la seduta viene chiusa alle 19,40.

* *

L'ING. MONTÙ ha rassegnato le proprie dimissioni da Presidente della ARI, il 16 ottobre u. s. Sino a che siano convalidati i risultati delle prossime elezioni, il Consiglio Dimissionario resta in carica per l'espletamento

dell'ordinaria amministrazione sotto la Presidenza provvisoria di V. E. Motto (i1RM), ex Vicepresidente, dimissionario.

Motto verrà affiancato da un Comitato di Emergenza, eletto nelle persone di Rodolfo Sellari (i1TV), Gian Alfredo Aghib (i1AOY), ing. Renzo Pasquotti (i1RZ).

I Sindaci della ARI (sigg. Bruschi, Bussolotti e Maestroni) hanno unanimemente riconosciute valide le critiche espresse dalla mozione Aghib e, in conformità col parere consultivo già espresso dall'Assemblea Straordinaria dell'11 ottobre 1947, hanno:

a) annullato il « referendum » già in corso, annullando quindi anche le schede di votazione già pervenute;

b) provveduto a definire le modalità del nuovo « referendum » per l'elezione del nuovo Consiglio della ARI.

Crediamo di sapere che i lavori in tale senso siano già ad un punto assai avanzato, e che il « referendum » si terrà senz'altro entro il corrente mese di novembre.

***

Abbiamo constatato con un certo senso di sollievo come in questi ultimi tempi la cosiddetta stampa tecnica cominci a rivolgere una certa attenzione anche ai problemi dei radianti, problemi che come i nostri lettori avranno potuto constatare sono sempre stati affrontati tempestivamente da « *l'antenna* » ogni qualvolta se ne sia presentata la necessità. Infatti abbiamo letto recentemente diversi articoli scritti con l'evidente scopo di portare un certo aiuto a coloro che sono al principio della loro attività nel campo delle radiocomunicazioni, articoli di esperti tecnici — seppur meno esperti nella pratica delle radiocomunicazioni vere e proprie — molto utili per i giusti e ponderati suggerimenti in essi contenuti.

Condividiamo fra l'altro la critica apparsa recentemente su di una rivista italiana la quale condanna l'attuale improprio « gergo radiotecnico » usato comunemente da coloro che si servono di termini inglesi, originali o mal tradotti, non conoscendo tale lingua o pur conoscendola ignorando la nomenclatura tecnica. E' noto infatti che i termini radiotecnici in lingua inglese sono di struttura tale che pur compiendo generalmente la loro funzione in relazione al linguaggio comune è impossibile afferrarne il giusto significato con una semplice traduzione letterale. A tale riguardo noi siamo del parere che tutti coloro che scrivono sulla stampa radiotecnica italiana, e che in genere consultano frequentemente pubblicazioni estere ed in particolare inglesi ed americane, farebbero opera veramente meritoria indicando fra parentesi, per quelle parole od espressioni che rappresentano qualcosa di nuovo o per lo meno di uso non comune, la traduzione in inglese, dato che ormai è noto come tale lingua abbia un carattere quasi ufficiale in materia di radiocomunicazioni.

***

Maurice Lorach, redattore capo de « *La Télévision française* », nell'articolo di fondo del fascicolo di agosto, tratta in un modo quanto mai vivo del problema dei « reportages » nelle trasmissioni televisive. I « reportages », che noi potremo chiamare telecronache quando avremo il bene di conoscere un po' più da vicino questa benedetta televisione, sono assolutamente necessari affinchè i programmi possano riuscire particolarmente attraenti. In nessun caso un programma televisivo potrà essere paragonato ad un programma cinematografico. Tra i due è una profonda differenza. Il primo ha l'impegno ben più gravoso di interessare il pubblico, attirarlo a sè, obbligarlo ad una attenzione continua, sostenuta, sì da spingerlo ad utilizzare o comperare, se sprovvisto, un ricevitore.

Il secondo richiama uno spettatore preparato che si reca nella sala cinematografica sapendo ciò che vuol vedere.

In televisione s'impone l'attualità. Ecco la necessità di telecronache sportive ed artistiche, di teletrasmissioni di congressi, conferenze, spettacoli vari. Gli americani, che hanno perfettamente compreso l'importanza di queste teletrasmissioni, completano attualmente i programmi delle trasmittenti di New York con sette telecronache settimanali, realizzando in tal modo dei programmi, a quanto riferiscono, veramente impeccabili.

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ANNO XIX - N. 19-20 - OTTOBRE 1947 - PREZZO LIRE 150

MODULAZIONE DI FREQUENZA(*)

6176/15

del dott. ing. Gaetano Mannino Patanè

La modulazione di frequenza, da ormai quasi un decennio, è entrata nella pratica delle radiocomunicazioni.

Mentre in America esistono numerose stazioni di radio diffusione (broadcasting) impieganti un tale sistema di modulazione, oltre ad un imprecisato ma sempre crescente numero di stazioni professionali (polizia, stampa, radio-relay, treni, forze armate, etc.) da noi in Italia, di contro, le « effettive » applicazioni della FM, quelle esulanti cioè da carattere sperimentale o propagandistico, possono contarsi sulle dita della mano.

Attualmente però, sotto la spinta del pubblico che effettivamente comincia a « sentire » la necessità della ricezione ad alta qualità e senza disturbi *(solo possibile con FM in OUC) ed in parte per merito della produzione americana che comincia ad affacciarsi al nostro mercato, la FM va lentamente « prendendo piede » anche da noi.*

I pareri dei tecnici sono molto discordi; quelli degli industriali, che naturalmente attendono da questi il « la », ancor più vaghi ed imprecisi; quelli della RAI non ne parliamo — si trincerano i signori sul fatto che, in un futuro, non sappiamo quanto remoto, la PM (modulazione ad impulsi) potrà soppiantare la FM!! — dal canto nostro pubblicheremo di buon grado ogni articolo trattante un simile argomento e, speriamo presto, ogni realizzazione pratica di ricevitori o trasmettitori a FM.

Nelle note seguenti il ben noto Dott. Ing. Mannino Patanè espone alcuni principi basilari della modulazione di frequenza in una forma piana e semplice accessibile a tutti i lettori.

1. - Premessa

La modulazione di frequenza, per i suoi indiscutibili vantaggi, ha trovato all'estero, specialmente in America, le condizioni favorevoli per un rapido sviluppo. In Italia la R.A.I. l'ha adottata per alcuni suoi collegamenti.

Per spiegare determinati particolari della modulazione in parola, specialmente se attuata attraverso la modulazione di fase, si dovrebbe ricorrere a nozioni teoriche; ma varie ragioni, specialmente la deficienza di spazio, ci vietano di dilungarci in trattazioni analitiche. Il lettore vorrà, pertanto, considerare dimostrate alcune deduzioni contenuti nell'articolo.

Daremo, comunque, dell'argomento un'idea concreta.

2. - Caratteristiche della modulazione di frequenza

La modulazione di frequenza è nota da diversi anni. In questi ultimi tempi ha, però, formato oggetto di ulteriori studi, specialmente in seguito all'affermarsi delle microonde.

Con la modulazione in esame si viene a ridurre notevolmente determinati disturbi alla ricezione. È questo il vantaggio più appariscente, ma altri si conseguono, come vedremo fra breve.

Un'onda modulata di frequenza si presenta come da fig. 1; ossia, in essa si hanno variazioni, o deviazioni, in più ed in meno nei valori della frequenza base o portante, egualmente distanti e simmetricamente disposte attorno alla frequenza principale. La larghezza della banda di frequenza così formata dipende dalla cosiddetta « percentuale di modulazione » (1). Per convenzione, nella radiodiffusione una modulazione di frequenza è del 100% quando si ha una deviazione di ± 75 kHz, ossia di ± 75.000 periodi per secondo. La convenzione è stata suggerita da considerazioni analitiche, in base alle quali, con la deviazione accennata, un ricevitore convenientemente progettato consente di trasformare la modulazione di frequenza in modulazione di ampiezza con percentuale pressocchè del 100%.

Si definisce « velocità di deviazione » la frequenza (o numero) delle deviazioni di frequenza determinato, nell'unità di tempo, dalla frequenza della tensione di modulazione. Se l'onda portante ha la frequenza di 42,8 MHz (cioè di 42,8 milioni di periodi per secondo), come in alcuni trasmettitori per radiodiffusione, la trasmissione di una frequenza di 1000 Hz, modulata al 100%, crea due frequenze o bande laterali (deviazioni di frequenza) rispettivamente di 42,875 e 42,725 MHz (ossia 42,8 + 0,075 MHz e 42,8 — 0,075

(*) Manoscritto pervenuto in Redazione il 15-5-1947.

(1) La percentuale o profondità di modulazione è data, nella modulazione di ampiezza, dal rapporto fra l'ampiezza massima (o valore massimo) della tensione di bassa frequenza o di audiofrequenza modulante e l'ampiezza massima della portante ad a. f., moltiplicato per 100. La percentuale di modulazione è del 100% quando sono eguali i valori massimi della tensione modulante e della portante. Nella modulazione di frequenza la percentuale anzidetta non ha significato, come vedremo meglio in un prossimo articolo.

MHz), costituenti il canale di trasmissione e 1000 doppie deviazioni al secondo (velocità di deviazione).

La frequenza e l'ampiezza della corrente microfonica determinano, dunque, rispettivamente, la velocità di deviazione e la deviazione di frequenza.

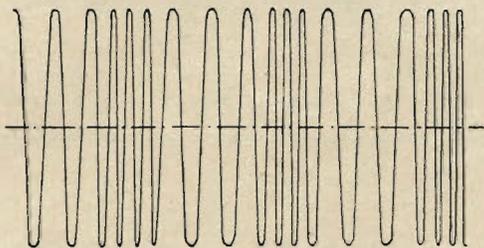



Fig. 1. - *Rappresentazione di un'onda modulata di frequenza.*

E' bene precisare che inizialmente era stata assegnata in America alla modulazione di frequenza la banda 42÷50 MHz. Si è in seguito riconosciuta l'opportunità, sia per eliminare alcuni disturbi dovuti alla ionosfera, principalmente allo strato E, sia per aumentare il numero dei canali, di adottare la banda 88÷106 MHz.

3. - Il disturbo nella modulazione di frequenza

Nella modulazione di frequenza il disturbo crea una variazione di ampiezza ed uno spostamento di fase. Riferiamoci alla rappresentazione vettoriale della fig. 2, dove il vettore *A-B* rappresenta la potenza istantanea di trasmissione ed il vettore *B-C*, applicato all'estremo *B*, rappresenta la potenza del disturbo. Quest'ultimo vettore, nel ruotare intorno a *B* con velocità angolare proporzionale alla frequenza del disturbo, si compone vettorialmente col vettore *A-B*, che ruota attorno ad *A* con velocità angolare proporzionale alla frequenza di trasmissione, e dà luogo ad una componente che, in certi istanti, può essere rappresentata, in ampiezza e fase, dal vettore *A-C'* o dal vettore *A-C''*. In definitiva, $\Delta\varphi$ è la variazione massima di fase prodotta dal vettore *B-C*

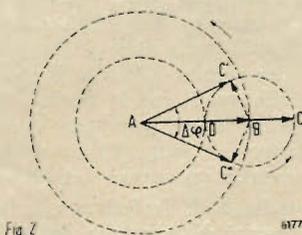



Fig. 2. - *Rappresentazione vettoriale di una sorgente di disturbo rispetto alla modulazione di frequenza.*

del disturbo, ed *A-C* ed *A-D* sono proporzionali alle ampiezze massima e minima del vettore risultante. La modulazione di frequenza prodotta dal disturbo attraverso la variazione di fase sarà tanto maggiore, quanto più alta risulterà la variazione di $\Delta\varphi$ nell'unità di tempo, ossia quanto maggiore sarà la velocità di rotazione del vettore *B-C* che rappresenta il disturbo.

Per ottenere un rapporto elevato fra l'intensità del segnale e quella del disturbo, la velocità istantanea del vettore *A-B* dev'essere notevolmente maggiore di quella del vettore *B-C* disturbante, ossia la deviazione di frequenza determinata dalla modulazione normale deve assumere un valore di gran lunga maggiore della deviazione prodotta dal disturbo. Lo scopo viene raggiunto rendendo appunto ampia la deviazione di frequenza prodotta dalla modulazione, così da occupare un canale relativamente notevole. Inoltre, limitando alla ricezione l'ampiezza dell'onda modulata proporzionalmente al

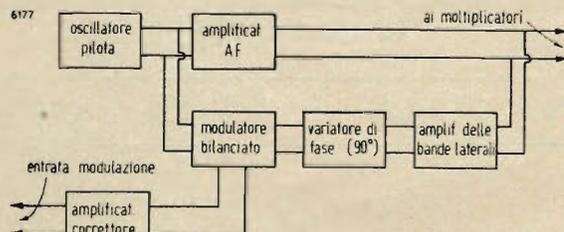



Fig. 3. - *Schema di principio di una modulazione di frequenza attraverso la modulazione di fase.*

vettore *A-D*, si avrà una componente priva della variazione di ampiezza prodotta dal disturbo. All'uopo si inserisce, come vedremo, uno stadio limitatore, che dà all'uscita una grandezza d'ampiezza costante allorchè all'entrata di esso si ha una grandezza modulata di ampiezza da disturbi.

Va chiarito, inoltre, che la frequenza della maggior parte dei rumori insiti in una trasmissione di alta fedeltà cade nella gamma da 5000 a 15.000 Hz; per contro le frequenze della trasmissione vera e propria contenute nella gamma predetta hanno un'ampiezza molto minore che non quelle fra i 30 ed i 5000 Hz. Si ricorre pertanto all'artificio di esaltare in trasmissione, mediante un correttore di « predistorsione », le note più alte (allo scopo di mantenere un elevato rapporto segnale/disturbo anche a queste frequenze) e di attenuarle in ricezione, rendendo il ricevitore meno sensibile per le stesse frequenze. Così si raggiunge un notevole guadagno nel predetto rapporto.

Certi disturbi, d'altra parte, interessano soltanto una data banda del segnale trasmesso e la distorsione da essi provocata è proporzionalmente minore nella modulazione di frequenza, la cui massima larghezza di banda è dell'ordine di diverse decine di kHz (pari a circa il doppio della massima deviazione di frequenza) che non nella modulazione di ampiezza, dove la massima larghezza di banda è di appena 9÷10 kHz.

4. - Principali vantaggi e svantaggi della modulazione di frequenza

I principali vantaggi offerti dalla trasmissione e dalla ricezione col sistema della modulazione di frequenza si possono riassumere nelle seguenti, trascurando quelli riflettenti la eliminazione di gran parte dei disturbi.

Nel trasmettitore vero e proprio si possono impiegare tubi di limitata potenza.

I circuiti di alimentazione del trasmettitore sono molto più semplici e richiedono minori dimensioni: ciò perchè la loro erogazione di potenza e sempre minore della metà di quella necessaria nella modulazione di ampiezza, a parità di potenza d'antenna. Infatti, anche con notevoli variazioni della modulazione, non si ha alcuna variazione di potenza dovuta alla modulazione, dato che l'ampiezza dell'onda portante modulata rimane costante, e non varia come nella modulazione di ampiezza adottata nelle nostre trasmissioni.

La migliore utilizzazione dello stadio finale del trasmettitore consente l'irradiazione di potenza, a parità di potenza da dissipare sull'anodo, circa quadrupla di quella che si irradierebbe se lo stadio funzionasse come un comune amplificatore di oscillazioni a radiofrequenze modulate di ampiezza. Salvo non si tratti di moderni sistemi di modula-

zione ad alto rendimento, che permettono di raggiungere una efficienza assai prossima a quella ottenibile con la modulazione di frequenza: ma allora si riscontrano maggiori complicazioni nei circuiti.

La banda acustica trasmessa può raggiungere i 15.000 Hz, mentre nella modulazione di ampiezza non si va oltre i 10.000 Hz, nelle migliori condizioni.

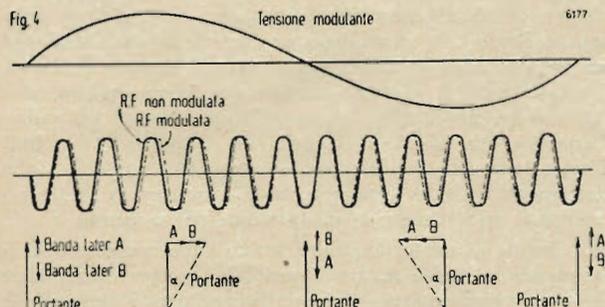



Fig. 4. - *La modulazione di fase e diagrammi vettoriali relativi.*

Infine, si ha la possibilità di fare funzionare più stazioni emittenti sulla stessa frequenza, senza si abbiano fenomeni disturbanti; ciò è dovuto all'azione discriminatrice dei ricevitori per modulazione di frequenza nei riguardi del segnale più forte, purchè la tensione di questo sia almeno doppia di quella di altri segnali (si ricorre nel caso prospettato ad antenne direttive).

Si ha però lo svantaggio che occorre adoperare, per la portante, onde cortissime, per cui la ricezione diretta può effettuarsi entro la visione ottica e volendo servire una vasta zona è necessario ricorrere a stazioni ripetitrici.

D'altra parte i ricevitori sono più complicati, rispetto a quelli per la modulazione di ampiezza.

5. - La modulazione di frequenza col sistema dello spostamento di fase

Per fare variare la frequenza di un trasmettitore attualmente sono in uso due metodi: dello spostamento di fase e della reattanza variabile.

Il primo venne elaborato alcuni anni fa dal maggiore Armstrong, americano, e si hanno già alcune trasmittenti in America la cui modulazione viene eseguita col sistema dello spostamento di fase accennato.

Nella fig. 3 sono indicati schematicamente i dispositivi del sistema di modulazione di frequenza di Armstrong. La portante viene generata da un oscillatore a quarzo. Una parte della corrente d'uscita dell'oscillatore viene soltanto amplificata, la rimanente viene modulata di ampiezza con l'audiofrequenza proveniente dal microfono per mezzo di uno speciale modulatore bilanciato, nel quale viene soppressa la portante e l'ampiezza della tensione di modulazione, mediante correttore apposito situato sull'entrata, varia in ragione inversa della propria frequenza. Le due bande laterali del modulatore, che rimangono sole, perchè, lo si è detto, si elimina la portante, vengono sfasate di 90° e combinate con la porzione di corrente d'uscita rimasta invariata e si ottiene una modulazione secondo i principii teorici della modulazione di fase (2), però con angolo di fase piccolo, variante in ragione inversa della frequenza modulante, come deve essere, sempre per i principii teorici, per ottenersi una modulazione di frequenza; cioè, a parità di tensione del segnale, lo spostamento di fase del vettore risultante dev'essere tanto minore quanto maggiore è la frequenza del segnale stesso.

(2) Lo stesso effetto si può raggiungere lasciando inalterata la fase delle bande laterali e sfasando di 90° la corrente di uscita dell'oscillatore che non viene modulata.

Nella fig. 4 è indicata come varia nel tempo la portante se modulata di fase da una tensione di BF sinusoidale. Nella stessa figura sono pure indicati i diagrammi vettoriali relativi a detta modulazione. Se consideriamo fisso il vettore che rappresenta la portante, i vettori *A* e *B*, che rappresentano le bande laterali, debbono ruotare uno in un senso e l'altro nel senso opposto con velocità angolare proporzionale alla frequenza modulante. I due vettori sono a 90° rispetto al vettore della portante perchè vengono sfasati.

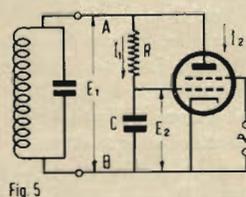
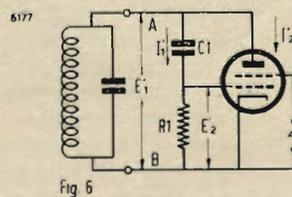



Fig. 5. - *Schema di principio di uno stadio « a reattanza » equivalente ad una induttanza.*

Fig. 6. - *Schema di principio di uno stadio « a reattanza » equivalente ad una capacità.*

Si dimostra che, per rendere minima la distorsione, occorre limitare a 30° la massima deviazione angolare della modulazione di fase alla frequenza minima trasmessa (30 ÷ 50 Hz). Si può osservare dal diagramma vettoriale della fig. 4 che la fase della tensione risultante (rappresentata questa dal vettore tratteggiato) viene alternativamente avanzata e ritardata dalla combinazione delle componenti modulata e non modulata. Facendo l'angolo α adeguatamente piccolo (non maggiore di 30°, come si è detto, a 30 ÷ 50 Hz) si può rendere la variazione di fase sufficientemente proporzionale all'ampiezza della corrente modulante iniziale. Dato il valore limitato di detto angolo, si dimostra che occorre ricorrere a numerosi stadi moltiplicatori (oltre 4300) per ottenere una modulazione di frequenza a larga banda con la dovuta deviazione di frequenza massima (di ± 75 kHz.) Infatti, con numerose moltiplicazioni si moltiplicano pure gli sfasamenti e quindi la deviazione di frequenza. Ma, per non aumentare eccessivamente, con la moltiplicazione, il valore della frequenza base, si provvede, dopo aver moltiplicata più volte la frequenza portante modulata, ad abbassare la frequenza per mezzo di una eterodina, con che si diminuisce la frequenza base, ma si lascia invariata la deviazione di frequenza, per poi eseguire una ulteriore moltiplicazione fino ad ottenere il giusto valore anche della deviazione di frequenza.

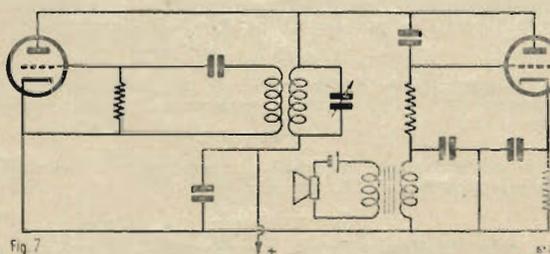



Fig. 7. - *Collegamento all'oscillatore di un tubo « a reattanza ».*

6. - La modulazione di frequenza col sistema della reattanza variabile

Il sistema della variazione di fase accennato è molto complicato, richiede numerosi tubi, nonchè una schermatura

eccessivamente laboriosa dei circuiti per l'elevato fattore di moltiplicazione di frequenza necessario. Per questo si ricorre frequentemente al sistema della reattanza variabile, col quale la modulazione di frequenza viene attuata con mezzi molto più semplici. Si tratta, infatti, di variare direttamente la frequenza di risonanza dell'oscillatore del trasmettitore, accoppiando a questo uno stadio cosiddetto « a reattanza » (ved. fig. 5 o 6), il quale si comporta come una reattanza di valore variabile con l'ampiezza del segnale a bassa frequenza applicato alla sua griglia, perciò fa variare la frequenza di risonanza dell'oscillatore intorno al suo valore base che assume in assenza di modulazione (3). È noto che tale frequenza è funzione del valore della capacità e dell'induttanza che costituiscono il circuito oscillatorio.

In entrambi i circuiti delle fig. 5 e 6, applicando una tensione a bassa frequenza alla griglia schermo del tubo modulatore, in modo da variarne la pendenza S periodicamente, si potrà ottenere una eguale variazione della deviazione della frequenza di risonanza dell'oscillatore attorno al suo valore base. Tale deviazione dipenderà evidentemente soltanto dall'ampiezza, e non anche della frequenza, del segnale modulante.

Per conseguire lo scopo si può ricorrere al montaggio della fig. 7, dal quale si rileva che la tensione ad audiofrequenza proviene direttamente dal circuito microfonico.

In ambedue gli schemi indicati nelle fig. 5 e 6 è presente una resistenza equivalente, che comprende la resistenza R, una resistenza equivalente, che comprende la resistenza R, od R_1, e le varie perdite. Gli sfasamenti non sono pertanto esattamente di 90°. Inoltre, la variazione di pendenza del tubo a reattanza implica una variazione di detta resistenza equivalente. Si ha dunque una variazione in ampiezza contemporaneamente a quella di frequenza. La percentuale di modulazione di ampiezza può essere contenuta, però, praticamente entro limiti molto ristretti scegliendo un prodotto RC grande, o, meglio, compensando la componente attiva dell'impedenza variabile. Occorre che il tubo modulatore, visto dal circuito oscillatore, si comporti come una reattanza pura. Si può conseguire lo scopo anche impiegando un tubo ad elevata resistenza interna (pentodo).

Perchè la modulazione si effettui correttamente è necessario, prima di tutto, che la transconduttanza del tubo vari linearmente con la tensione base di griglia entro l'intervallo desiderato, ossia la caratteristica di modulazione sia lineare. Inoltre la variazione della reattanza va contenuta in valori tali da dar luogo ad una variazione di frequenza proporzionale alla variazione della reattanza.

Si può ottenere una reattanza variabile con la frequenza ricorrendo ad una induttanza con nucleo di permalloy quasi saturo. Per es., la saturazione può essere ottenuta mediante un avvolgimento ausiliario percorso da corrente continua, che può essere la corrente anodica dello stesso tubo modulatore, alla quale si sovrapponga la componente ad audiofrequenza. In tal modo si varia la saturazione, e quindi l'impedenza ωL, in funzione appunto dell'ampiezza della tensione modulante. Con opportuno correttore in bassa frequenza si può ottenere la modulazione di frequenza.

I circuiti di un trasmettitore basato sulla modulazione di frequenza mediante reattanza variabile, comprendono, oltre il sistema alimentatore, un oscillatore, uno o due tubi a reattanza, che vengono modulati attraverso un trasformatore delle correnti microfoniche (con due tubi si eliminano certe instabilità), gli stadi amplificatori di frequenza, il dispositivo stabilizzatore di frequenza (necessario questo perchè variazioni della frequenza della portante si tradurrebbero in disturbi alla ricezione, venendo trasformate in variazioni di ampiezza anche tali variazioni). Tenuto altresì conto che non è possibile impiegare un oscillatore stabilizzato, come nella modulazione col sistema Armstrong ed in quella di ampiezza.

Va precisato che, se si effettua direttamente la modulazione di frequenza, si opera, in generale su un oscillatore di circa 5 MHz, con variazioni massime di frequenza di circa $\pm$ 8÷9 kHz; moltiplicando poi la frequenza della oscillazione modulata, la si porta alla frequenza stabilita (40÷45, oppure 88÷106 MHz).

I trasmettitori per modulazione di frequenza funzionano con portanti al di sopra (talvolta notevolmente) dei 4 MHz. La loro portata diretta utile non supera di molto quella ottica. La loro potenza va comunemente da 1 a 50 kW.

7. - Un nuovo tubo per la modulazione di fase e di frequenza (phasitron)

La General Electric ha progettato un nuovo tubo — al quale ha dato il nome di « phasitron » — da usare quale tubo modulatore nei trasmettitori per modulazione di frequenza. Nella fig. 8 è schematizzata la costruzione del tubo. Le piacche 1 e 2 hanno potenziale positivo (rispettivamente 200 e 250 volt). Pertanto esse richiamano elettroni dal catodo (alimentato con 6,3 V e 300 mA). Mediante i due elettrodi focalizzatori 1 e 2 (ai quali vanno applicate, rispettivamente, le tensioni di 10 e 25 V) gli elettroni anzidetti vengono obbligati a formare un disco affusolato, dal bordo sottile, avente per asse il catodo. Tale disco di elettroni giace fra il piano neutro (a tensione di 30 V) e la struttura delle griglie deflettrici e si estende fino alla placca 1.

Applichiamo ora una tensione trifase, a frequenza costante, ottenuta mediante un oscillatore a quarzo, alle griglie deflettrici, così che una delle fasi faccia capo alla serie di griglie indicata con A, un'altra fase alla serie indicata con B e la terza a quella segnata con C. Ad ogni istante il disco elettronico viene deformato come in fig. 9, perchè le traiettorie di alcuni elettroni vengono deflesse leggermente verso il basso dalle griglie trovantisi a potenziale positivo e quelle di altri elettroni leggermente verso l'alto dalle griglie a potenziale negativo. Con il trascorrere del tempo, il disco ruota, in quanto la tensione trifase applicata alle griglie deflettrici come detto sopra, procede uniformemente attorno il catodo. La sua velocità corrisponde al rapporto fra la frequenza di entrata ed 1/3 del numero delle griglie deflettrici (nel caso della figura la velocità corrisponde ad 1/12 della frequenza, essendo 36 le griglie anzidette).

---

(3) Il principio dell'accennato tubo a reattanza lo si rileva applicando il sistema dei numeri complessi.

Riferiamoci al circuito indicato nella fig. 5. Se la resistenza R è preponderante rispetto all'impedenza del condensatore C, ossia se $R \gg 1/\omega C$, si può ammettere: $I_1 = E_1/R$. Ne consegue che:

$$E_2 = -j\,(I_1/\omega C) = j\,(E_1/\omega RC),$$

ossia E_2 è in ritardo di 90° su E_1. Se S è la pendenza della caratteristica $I_a = f(V_g)$ del tubo, sarà pure: $I_2 = SE_2$, per cui:

$$I_2 = -j\,SE_1/\omega RC.$$

Se al posto del tubo mettessimo una semplice induttanza L, avremmo pure $E_1 = j\omega LI_2$, da cui:

$$I_2 = -j\,E_1/\omega L.$$

Mettendo a raffronto le due espressioni di I_2 vediamo che il tubo si comporta come una induttanza in parallelo ad R (essendo $1/\omega C$ trascurabile per ipotesi), di valore $L = RC/S$, modificabile variando la pendenza S del tubo.

Col montaggio della fig. 6, se $1/\omega C_1 \gg R_1$, si può scrivere:

$$\overline{I'} = j\omega C_1\,E'_1\,;\quad \overline{E'}_2 = j\omega C_1\,E'_1\,R\,;\quad \overline{I'}_2 = j\omega C_1\,E'_1\,R\,S;$$

da cui:

$$\overline{E'} = I'_2/j\omega C_1\,R_1\,S = I'_2/j\omega C_e.$$

La capacità equivalente del tubo modulatore in parallelo a C_1 è: $C_e = C_1\,R_1\,S$; il circuito A-B equivale alla capacità $C_1\,(1+R_1S)$ variabile al variare di S.

Nel caso della fig. 5 quindi la reattanza del condensatore deve essere trascurabile nei confronti del valore della resistenza R, nel caso della fig. 6 la reattanza del condensatore C_1 deve essere molto maggiore della resistenza R_1.

Si dimostra che un tubo si comporta ancora come un'induttanza equivalente, o come una capacità equivalente, se rispettivamente, nelle figure 5 e 6 sostituiamo la resistenza R, od R_1, con una induttanza ed il condensatore C, o C_1, con una resistenza.

Nella fig. 10 è indicata una vista sviluppata delle finestre praticate nella placca 1. Il numero delle paia di finestre nella placca 1 è di 12 e corrisponde al numero dei cicli del disco elettronico deformato della fig. 9. La sinusoide segnata a tratto continuo nella fig. 10 mostra come gli elettroni del disco, in un dato istante di tempo, passino interamente attraverso le finestre. A partire da questo istante (cui corrisponde la massima corrente nella placca 2), siccome il disco ruota, un numero sempre minore di elettroni passa attraverso le finestre, finchè dopo 1/2 periodo della frequenza fondamentale, il bordo del disco assume la posizione tratteggiata, per cui nessun elettrone potrà raggiungere la seconda placca. In tale maniera durante la rotazione del disco elettronico la corrente che raggiunge la seconda placca avrà andamento sinusoidale. La frequenza di questa corrente è quella della tensione trifase di comando applicata alle griglie deflettrici.

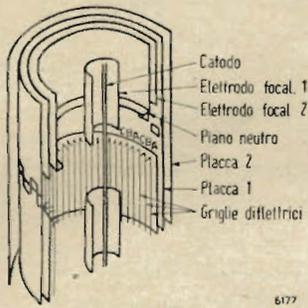



Fig. 8. - *Disegno schematico del « phasitron », che mostra la costruzione del tubo. Si notino, fra l'altro, le finestre sfalsate sulla placca 1.*

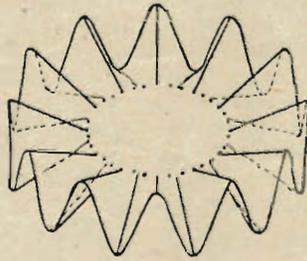



Fig. 9. - *Disco elettronico deformato ottenuto quando si applica una tensione trifase alle griglie deflettrici del « phasitron ».*

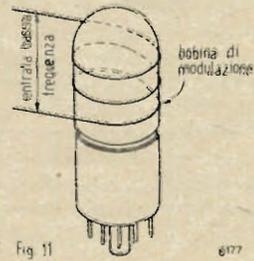



Fig. 11. - *Come viene applicato il campo magnetico verticale al « phasitron » per introdurre la modulazione di fase.*

Introduciamo ora un campo magnetico perpendicolarmente alla superficie del disco elettronico, mediante una bobina coassiale alimentata dal segnale microfonico di bassa frequenza, come nella fig. 11. Agli elettroni, che in assenza di campo magnetico si muovono radialmente partendo dal catodo, è applicata ora, per una legge dell'elettrodinamica, una forza perpendicolare tanto alla loro traiettoria quanto al campo magnetico. Questa forza li obbliga a muoversi secondo una spirale intorno al catodo. Conseguentemente il bordo del disco subisce una torsione, che introduce una variazione di fase. In questo modo viene applicata alle correnti che raggiungono le placche una modulazione di fase prodotta dal segnale di bassa frequenza. In certe condizioni la bobina si comporta come una reattanza pura, per cui l'ampiezza della corrente che percorre la bobina diventa inversamente proporzionale alla propria frequenza, come vuole l'analisi teorica per ottenere da una modulazione di fase una modulazione di frequenza.

Fig. 10. - *Vista sviluppata delle finestre praticate nella prima placca del « phasitron », la quale mostra come lo spigolo del disco elettronico può passare attraverso le finestre oppure interessare soltanto la prima placca.*

Col « phasitron » si eliminano molti circuiti sintonizzati con relativi tubi ed altri componenti e si ottengono, rispetto ai modulatori usuali, maggiore sensibilità di frequenza, minore distorsione ed un più basso livello di rumore di fondo. Inoltre è sufficiente una moltiplicazione di frequenza di circa 430, per ottenere una deviazione di frequenza di ± 75 kHz.

8. - Stadii di un ricevitore per modulazione di frequenza

Nella ricezione di un'onda modulata di frequenza, si trasforma questa in altra modulata di ampiezza. Teoricamente i circuiti risonanti del ricevitore potrebbero essere disintonizzati, in modo da far cadere il punto di lavoro, corrispondente alla frequenza della portante modulata in frequenza, nel punto centrale di uno dei due tratti inclinati della curva di risonanza (com'è noto, tale curva si presenta come un « V » rovesciato). Col variare della frequenza dell'onda modulata in arrivo varierebbe corrispondentemente il parametro rappresentato dalla predetta curva in funzione della frequenza. I segnali modulati in frequenza potrebbero, perciò, essere ricevuti da un comune ricevitore a conversione di frequenza, eseguendo la sintonia, non sull'onda portante, ma su uno dei due tratti inclinati della curva di sintonia. Ovviamente la eliminazione dei disturbi (che costituisce il vantaggio preminente della modulazione di frequenza)

Fig. 12. - *Stadi limitatore e discriminatore di un ricevitore per onde modulate di frequenza.*

può avere luogo mediante ricevitore apposito. Questo differisce sostanzialmente da un radioricevitore per onde modulate di ampiezza perchè, al posto del rivelatore, porta gli stadi limitatore e discriminatore, dei quali daremo un cenno fra breve.

Un ricevitore per modulazione di frequenza comprende, infatti:

uno o più stadi di amplificazione di alta frequenza, secondo le linee generali adottate nei normali ricevitori per modulazione di ampiezza, per migliorare preventivamente il rapporto segnale/rumore di fondo prima di giungere al cambiamento di frequenza;

il generatore locale ed il mescolatore (1° rivelatore) per il cambiamento di frequenza col sistema a supereterodina; riazioni di frequenza in modulazione di ampiezza;

uno o più stadi di amplificazione di media frequenza, i cui circuiti di accordo dovranno ovviamente disporsi per un largo canale di transito (di 150 kHz nel caso di deviazione massima di frequenza di ± 75 kHz);

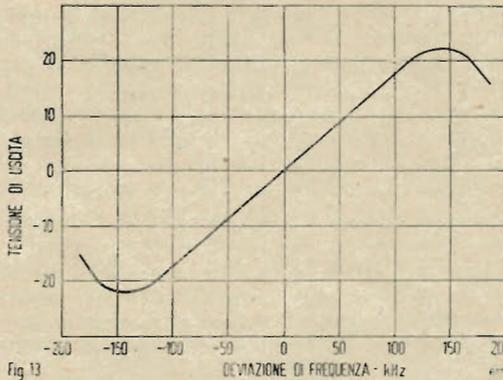



Fig. 13. - *Caratteristica di rivelazione di un discriminatore.*

lo stadio limitatore, in grado di eliminare le variazioni di ampiezza prodotte da disturbi elettrici di natura atmosferica od industriale;

lo stadio discriminatore rivelatore, che trasformi le variazioni di frequenza in variazioni di tensione;

il secondo rivelatore per riottenere l'oscillazione di b.f. modulante;

uno o più stadi di amplificazione di bassa frequenza, da progettarsi per uno spettro acustico più ampio; potendo la b. f., nella modulazione di frequenza ad alta fedeltà raggiungere i 15.000 Hz.

9. - Gli stadii limitatore e discriminatore

La fig. 12 mostra gli stadi limitatore e discriminatore di un ricevitore per modulazione di frequenza.

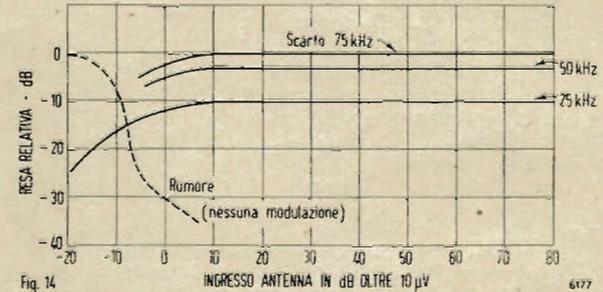



Fig. 14. - *Caratteristiche di un limitatore da accoppiare a discriminatori per deviazioni di frequenza di ± 25, ± 50 e ± 75 kHz.*

Nello stadio limitatore abbiamo un pentodo, a grande coefficiente di amplificazione, con elevata resistenza di griglia, regolato in modo tale da saturarsi facilmente per deboli segnali, così da ottenere all'uscita una tensione di ampiezza costante, pur variando in ampiezza la tensione di entrata. Lo stadio tende, quindi, ad eliminare qualsiasi modulazione di ampiezza contenuta nella modulazione in frequenza di arrivo (compresa perciò quella dovuta ai disturbi accennati precedentemente).

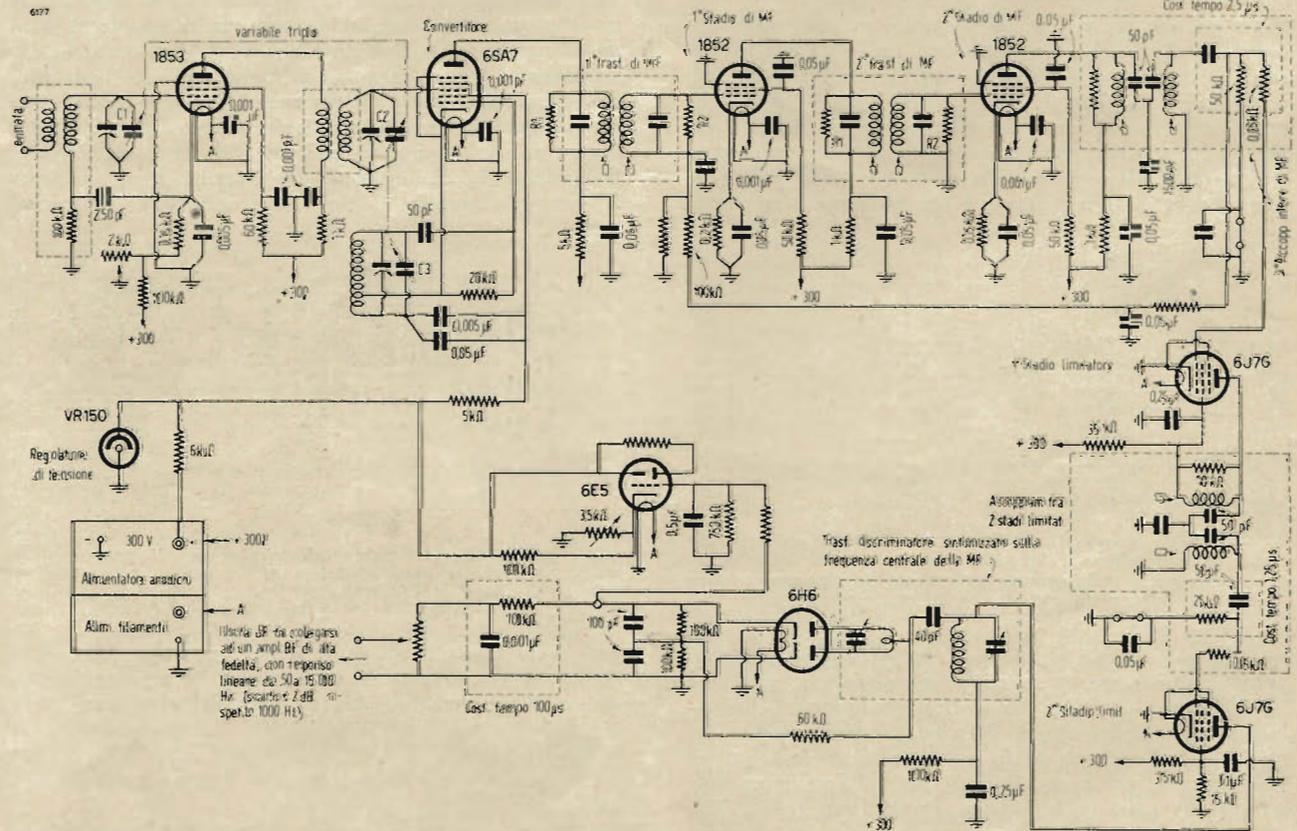



Fig. 15. - *Schema tipico di un ricevitore per la modulazione di frequenza, con un solo stadio di alta frequenza, due limitatori in cascata e filtri di banda di media frequenza doppiamente sintonizzati. I valori delle resistenze R1 ed R2 collegate rispettivamente al primario ed al secondario dei trasf. MF ed i valori dei condensatori e delle induttanze degli stessi trasf. dipendono dal valore della frequenza centrale della MF scelta.*

Il discriminatore ha lo scopo di trasformare le variazioni di frequenza (ridotte ad ampiezza costante da limitatore) in variazioni di tensione. Comprende un doppio diodo collegato allo stadio precedentemente sia magneticamente(per mezzo di un trasformatore con accoppiamento lasco), sia per mezzo del condensatore C allacciato ad una presa intermedia del trasformatore.

In dipendenza dell'accennato accoppiamento, e come è facile dimostrare con uno studio vettoriale, alle due sezioni del doppio diodo giungono col variare della frequenza in arrivo, tensioni di differente valore ed in opposizione e si ha ai capi della resistenza *R* una tensione di ampiezza variabile con la predetta frequenza, che viene amplificata con i normali stadi di bassa frequenza.

La caratteristica di rivelazione di un discriminatore è segnata nella fig. 13. Essa non si estende troppo al di là del canale sul quale il radioricevitore è sintonizzato e tollera, pertanto, una piccola sovramodulazione, in frequenza, del trasmettitore.

Nella fig. 14 sono tracciate le caratteristiche di un limitatore da accoppiare a diversi discriminatori, progettati per deviazioni di frequenza di $\pm$ 25, $\pm$ 50 e $\pm$ 75 kHz. Al di là del ginocchio dovuto al limitatore, le curve si presentano pianeggianti, non solo perchè qualunque modulazione di ampiezza dovuta a disturbi non raggiunga il discriminatore, ma anche per evitare distorsioni causate dalla selettività dei circuiti sintonizzati. Possono tollerarsi circa 3 dB di variazioni dell'ampiezza per effetto di selettività.

La curva tratteggiata della fig. 14 rappresenta la caratteristica di attenuazione del rumore del ricevitore in funzione dell'intensità del segnale ricevuto.

Anche nei ricevitori per modulazione di frequenza si ha il controllo automatico di sensibilità (il C.A.V.), derivante dal. la necessità di mantenere il funzionamento del limitatort nelle condizioni volute. Il controllo perviene, però, dal circuito di griglia dello stesso limitatore e viene tenuto basso. affinchè il segnale sia piuttosto alto all'entrata del limitatore, per un migliore funzionamento di questo.

I ricevitori possono essere progettati per il passaggio da ricezione a modulazione di frequenza al sistema di modulazione di ampiezza e viceversa. In simili ricevitori si passa dal rivelatore di tipo comune al limitatore-discriminatore mediante commutazione. In qualche caso si fa uso di due distinte serie di trasformatori di media frequenza per evitare una sintonia troppo larga per la modulazione di ampiezza; oppure s'impiega una sola serie adatta per la modulazione di frequenza, e si inserisce un filtro di 10 + 20 kHz nella prima griglia del rivelatore allorchè il ricevitore è atto alla ricezione dei segnali modulati di ampiezza.

Nella fig. 15 è rappresentato lo schema tipico di un ricevitore per la modulazione di frequenza. Questo ricevitore ha un solo stadio di alta frequenza. E' quindi destinato in località nelle quali l'intensità del campo elettrico sia almeno di 50 μV/m; in tali condizioni si ottiene una buona resa di bassa frequenza. E' previsto un regolatore di tensione della rete, così che la frequenza dell'oscillatore locale non subisce apprezzabili variazioni al fluttuare di detta tensione di rete. Si notano due stadi limitatori in cascata. Osservasi al riguardo: affinchè gli effetti dei disturbi possano essere notevolmente eliminati, l'azione del limitatore dev'essere rapida; la sua costante di tempo va ridotta al minimo (circa 2 microsecondi o meno). Però, una simile costante di tempo limita la gamma delle ampiezze dei segnali sui quali il limitatore deve esercitare la sua azione senza allontanarsi troppo dalla condizione di uscita costante. Impiegando due stadi limitatori in cascata, si può ottenere il grande vantaggio di adottare due diverse costanti di tempo nei circuiti di griglia: una piccola, in un circuito ed una di valore maggiore nell'altro. Da ciò risulta un'uscita più costante sopra un'estesissima gamma di ampiezze dei segnali di entrata.

Nel ricevitore in parola, come in moltissimi altri, si adottano, per accoppiare gli stadi di media frequenza, dei filtri di banda doppiamente sintonizzati, benchè s'impieghino accoppiamenti puramente capacitivi, oppure a capacità e filtro di banda. Va tenuto presente che gli amplificatori di media frequenza sono da accordarsi su di una larga scala (di 150 kHz, per deviazione di frequenza di $\pm$ 75 kHz). In luogo di trasformatori di media frequenza veri e propri si hanno filtri di banda ad accoppiamento induttivo. La resistenza in parallelo a ciascun filtro serve ad aumentare la larghezza della banda passante e dissipa eventuali oscillazioni armoniche che provocherebbero distorsioni di ampiezza e di frequenza.

Ora che abbiamo data una visione d'insieme della modulazione di frequenza, ci promettiamo, in altro articolo, di scendere a maggiori particolari, anche dal lato analitico.

Certe peculiari proprietà della modulazione di fase e di quella di frequenza mostrano la loro evidenza soltanto attraverso la trattazione analitica.

10. - Bibliografia

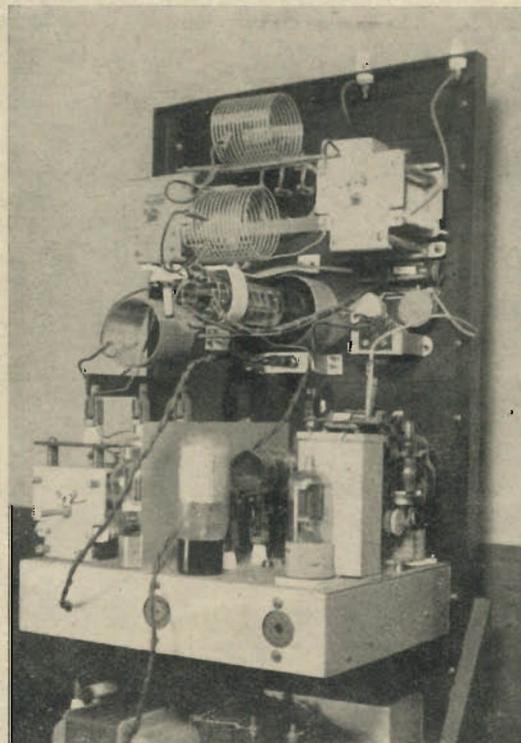
E. H. Armstrong: *A method of reducing disturbances in radio signaling by system of frequency modulation.* P.I.R.E., maggio 1936, N. 5, vol. 24.

N. Marchand: *Phase to Frequency.* Communications, maggio 1946.

E. Severini: *Sistema di radiocomunicazione con modulazione di fase dell'onda portante.* « Alta Frequenza ». giugno 1942, N. 6, vol. XI.

G. Mannino Patanè: *Tecnica elettronica e sue applicazioni.* II ediz. 1947 (Ed. Hoepli).

UNA INTERESSANTE REALIZZAZIONE

La fotografia sotto riportata rappresenta un particolare della parte di AF del trasmettitore, 150 watt antenna per le bande dei 7, 14 e 28 MHz, di cui i1YX ci ha da tempo inviata la descrizione. In attesa che il YX completi la raccolta del materiale necessario per procedere alla pubblicazione di tale realizzazione diremo che l'apparecchio completo si compone di 3 telai con pannello frontale a squadra supportato da un rack metallico di tipo scoperto. Nulla è stato trascurato a che la apparecchiatura si presenti con tutte quelle caratteristiche atta a farla annoverare tra i complessi di una certa classe. L'apparato ha permesso ottimi DX con qualsiasi località riportando ottimi controlli per stabilità ed intensità di segnale, e soprattutto commenti lusinghieri per l'eccellente qualità della modulazione.

RICEVITORE SUPERETERODINA INDIVIDUALE

6196/5

di Nazzareno Callegari e Oreste Teruzzi

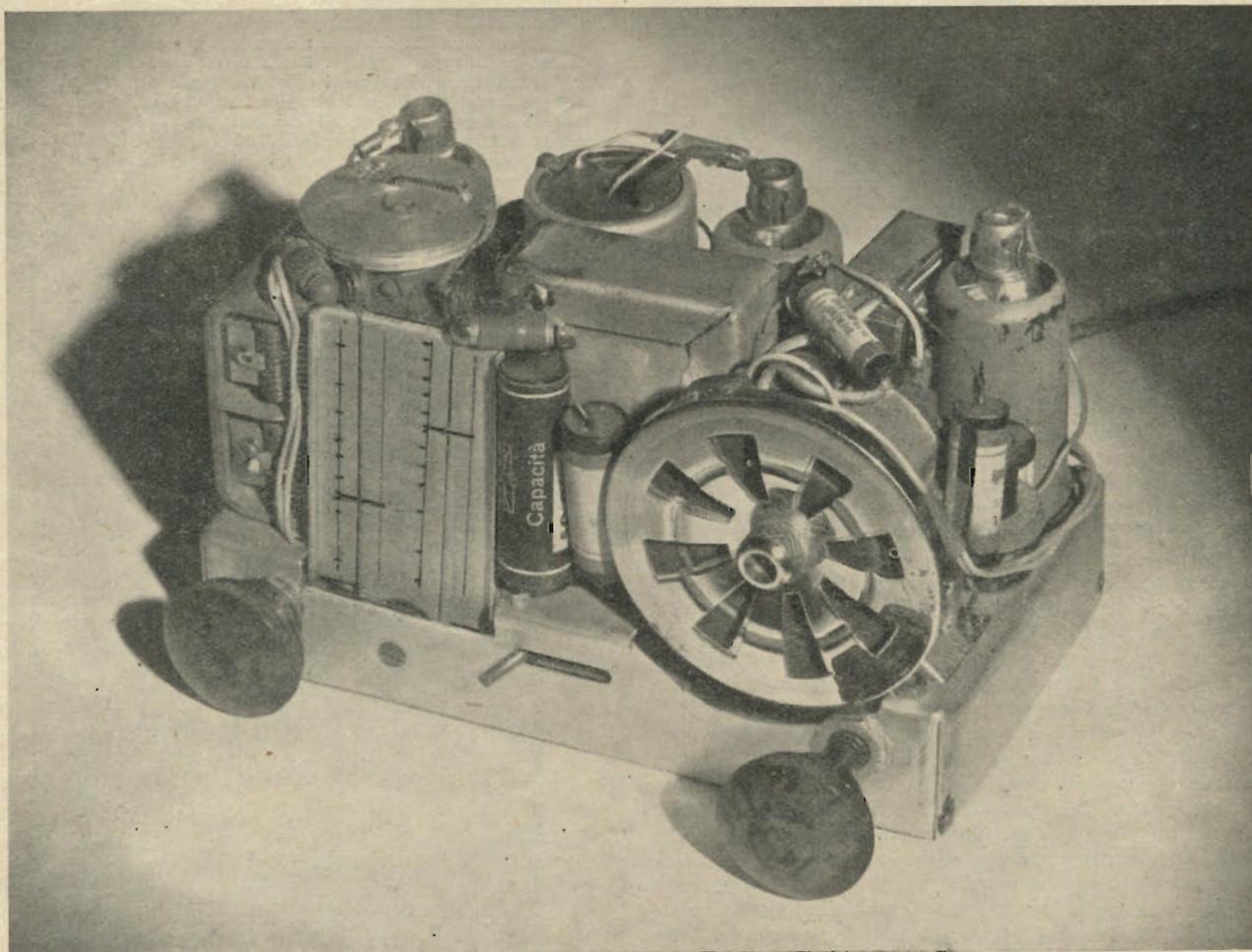
Il ricevitore che qui viene descritto è un piccolo apparecchio, estremamente compatto, che pur essendo a tre valvole, ossia a due più l'alimentatrice, consente la ricezione delle principali stazioni europee sia in onde medie che in onde corte senza alcuna manovra complicata e con buona selettività.

Questo apparecchio, ideato e studiato dal 1944 da N. Callegari per la Soc. T.C.T. e realizzato nella forma con cui è qui presentato, è stato creato esclusivamente per la ricezione individuale e quindi per l'erogazione di una potenza sonora minima pur essendo per esso previsto l'uso di un dispositivo che consente, rinunciando alla ricezione con l'altoparlante, di ottenere una eccellente riproduzione sia come potenza che come fedeltà, di gran lunga migliore a quella che si può ricavare da una buona cuffia.

Non ostante il fatto che le valvole riceventi siano soltanto due, il circuito di questo minuscolo apparecchio è quello di una classica supereterodina ad amplificazione diretta, senza ricorrere al reflex. Le valvole sono tutte di uno stesso tipo, tanto le riceventi come l'alimentatrice per cui è molto semplificato il problema dell'approvvigionamento e delle valvole di scorta.

1. - Il circuito

Delle tre valvole E1R impiegate (equivalenti alla ECH4), la prima funziona come una comune convertitrice; a tale scopo la sezione triodo è adoperata per produrre l'oscillazione locale e la sezione exodo come mescolatrice. La sezione exodo della seconda valvola è invece utilizzata come classica amplificatrice di media frequenza ad amplificazione diretta mentre la sezione triodica della stessa valvola svolge funzoini di rivelazione per falla di griglia, ossia di rivelazione ed amplificazione. La terza valvola funziona invece con entrambe le sezioni da rettificatrice per l'alimentazione, utilizzando per tale compito tutti gli elettrodi ma con particolare discernimento per evitare il rapido esaurimento della valvola o la fuoruscita di gas da parte di qualche elettrodo surriscaldato.

L'idea di usare quale valvola finale la sezione triodica di una E1R è sorta dalla considerazione che comunemente, nei piccoli ricevitori, per azionare altoparlanti di proporzioni modestissime si ricorre a valvole finali create per erogare potenze di gran lunga maggiori di quelle che necessiterebbero per tale bisogno.

La valvola che infatti trova applicazione in quasi tutti questi minuscoli ricevitori è la 35L6 che, sebbene abbia il vantaggio di una piccola corrente di accensione (150 mA) e di una forte caduta di tensione che la rende particolarmente adatta per l'abolizione del trasformatore di alimentazione mediante l'accensione in serie, è creata per una potenza di uscita di 1,5 W e richiede per la sua alimentazione una corrente anodica di ben 48 mA complessivamente. È abbastanza intuitivo che tanta potenza non può essere utilmente trasformata in suono da un altoparlante di dimensioni così ridotte e che per poter fornire la necessaria corrente di alimentazione occorre una valvola raddrizzatrice di potenza non trascurabile e sorgono problemi non indifferenti di filtraggio. Questo fatto costituisce un inconveniente abbastanza grave anche in relazione al calore che le valvole dissipano nell'interno dell'apparecchio ed alla temperatura che, date le piccole dimensioni di questo, si viene a formare nel mobiletto.

Sono inoltre noti gli altri inconvenienti che sorgono quando si adotta l'accensione in serie e si abolisce il trasformatore di alimentazione. Ricorderemo fra questi il « colpo di ariete » di corrente che si ha ad ogni accensione e la corrente di rete direttamente presente sul telaio dell'apparecchio a tutto pericolo per l'apparecchio, per l'impianto e per l'utente.

Da questo breve esame critico è sorta appunto la soluzione che ha portato alla presente realizzazione, in essa non troviamo più valvole ad accensione in serie ma tutte valvole di basso consumo accese in parallelo da un apposito piccolo trasformatore di accensione ed autotrasformatore. L'accensione della stessa raddrizzatrice è ottenuta con un avvolgimento apposito, quindi è evitata la formazione di forti tensioni fra il catodo ed il filamento di tale valvola.

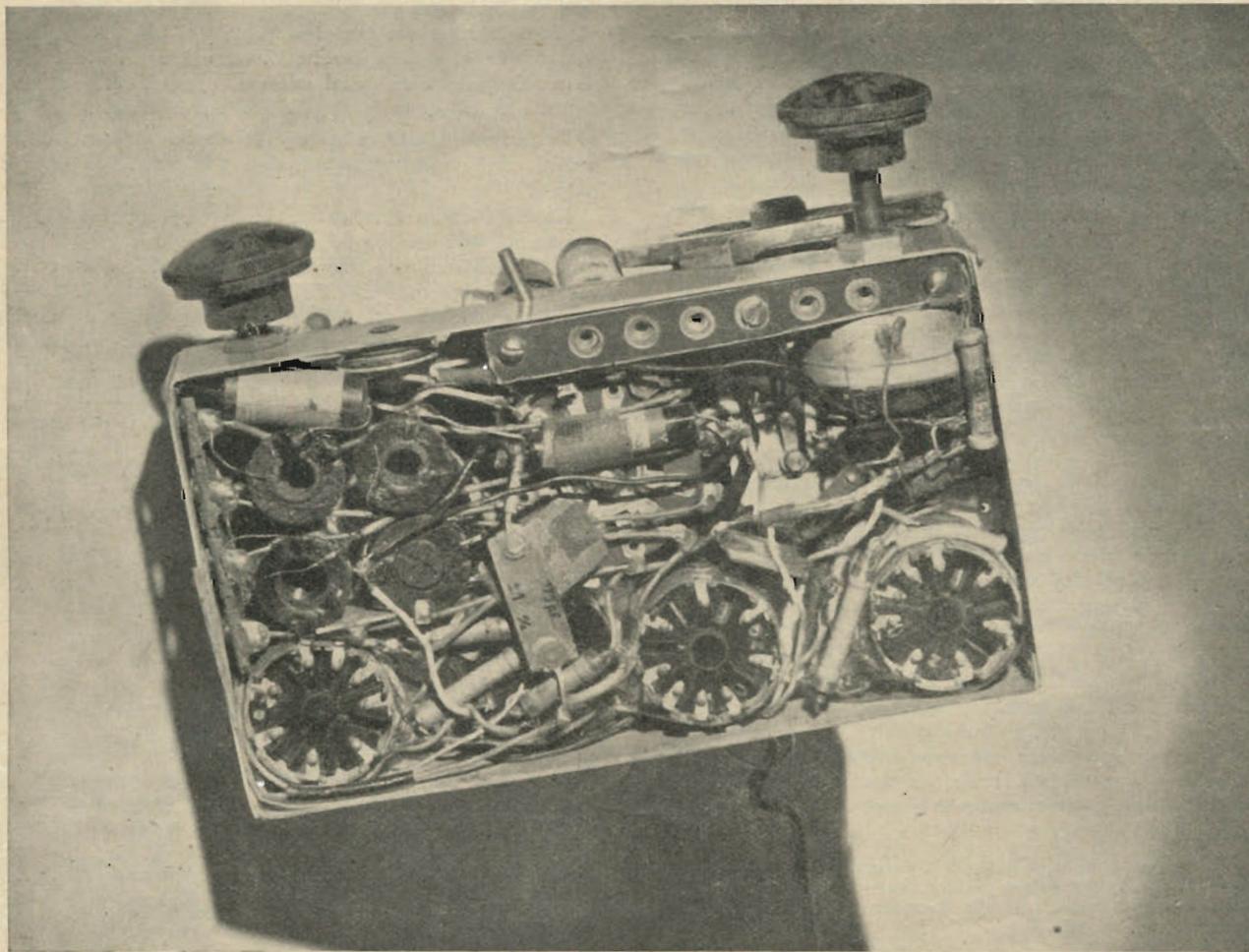
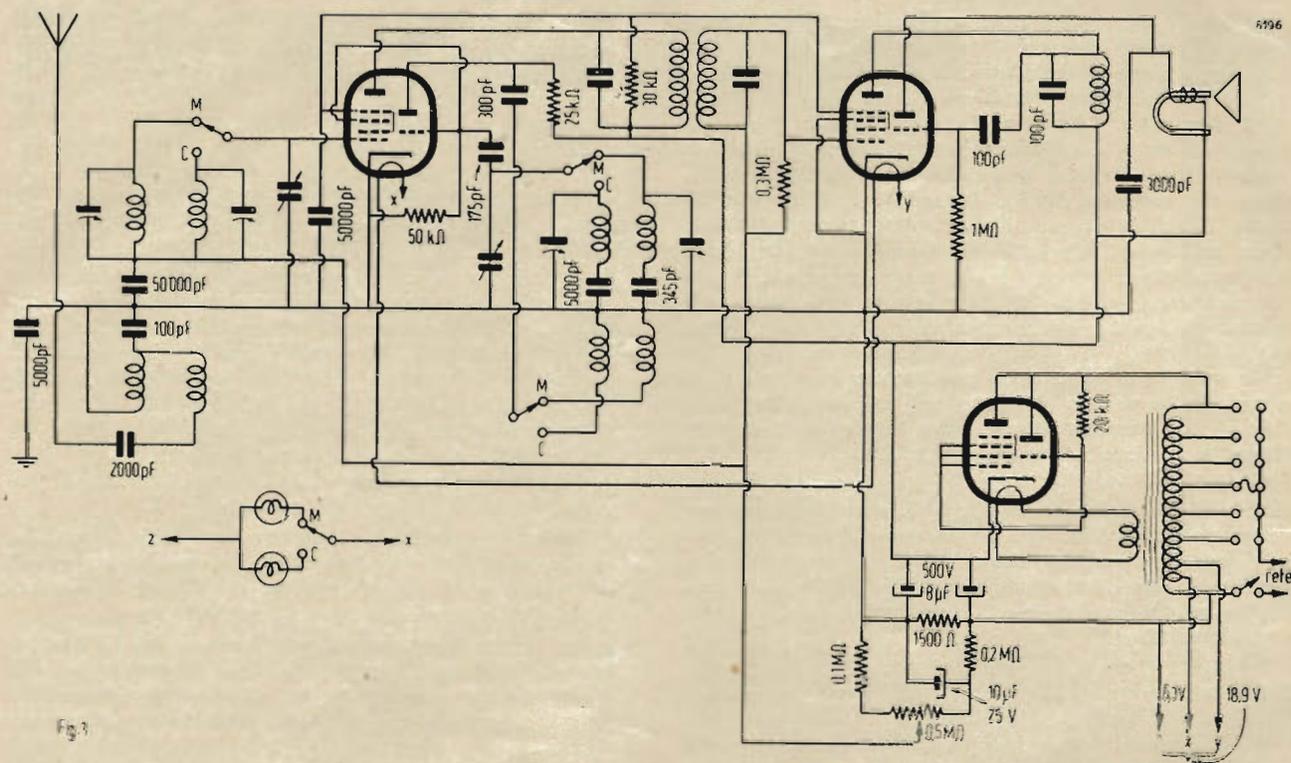
In conseguenza di ciò è possibile ottenere tensioni anodiche più alte che in un comune ricevitore senza trasformatore e quindi un migliore rendimento delle valvole. A tale scopo si sfrutta il primario del trasformatorino di accensione come autotrasformatore elevatore.

La corrente anodica complessiva è di circa 17 mA (contro i 60-70 di un comune ricevitore senza trasformatore) e ciò rende assai semplice anche il problema del filtraggio. Nel nostro caso infatti a questa funzione sono preposti due condensatori elettrolitici comuni da 8 μF ed una resistenza da 1500 Ω che serve in pari tempo da resistenza di caduta per fornire la tensione di polarizzazione delle valvole amplificatrici. Il filtraggio, non ostante tanta semplicità, appare ottimo e tale da consentire una ricezione esente da quella tipica distorsione che si nota nei ricevitori alimentati con la rettificazione di una sola semionda, consistente nella modulazione a 42 periodi dei suoni in arrivo e che comunemente si definisce « suono di raganella ».

Il circuito elettrico secondo il quale è montato il presente piccolo ricevitore è illustrato in fig. 1.

Cominciando dall'aereo, troviamo una EIR convertitrice con la sezione triodica funzionante da oscillatrice, quindi in condizione di svolgere a pieno rendimento la sua funzione. Notiamo solo le seguenti particolarità:

a) manca la commutazione di aereo, che è eliminata grazie alla disposizione in serie dei due primari ed alla presenza di un condensatorino di disaccoppiamento di 100 pF in parallelo al primario funzionante a frequenza minore.

b) La tensione di polarizzazione della griglia pilota della sezione exodo è regolabile e proviene dal potenziometro che funziona in pari tempo da regolatore di volume e di sensibilità.

Questa prima valvola è accoppiata alla seconda da un comune trasformatore di media frequenza a 470 kHz. Nel nostro caso abbiamo usato il trasformatore usato per la stessa funzione nel « Fido » della Marelli, ma si presta ugualmente bene un Geloso 699 o qualunque altro analogo.

La sezione exodo della seconda E1R funziona da semplice amplificatrice di MF. In questo stadio notiamo solo che la polarizzazione della griglia pilota è ottenuta come per l'analoga della valvola precedente e che nel circuito anodico si fa uso di un semplice circuito oscillante in luogo di un secondo trasformatore di media frequenza (1). A proposito di questa adozione, particolarmente vantaggiosa per quanto riguarda l'ingombro, va notato che essa è conveniente anche nei confronti dell'amplificazione. È noto infatti che la presenza di un circuito oscillante secondario implica, all'accoppiamento critico, il dimezzamento del fattore di merito del primario. È bensì vero che questo fatto si realizza solo quando i due circuiti non sono caricati e che il suo effetto diviene molto meno sensibile quando subentrano i carichi esterni, ma comunque il vantaggio di amplificazione è sempre sensibile e conveniente anche se ad esso si accompagna una riduzione della selettività, del resto assai poco essenziale in tale stadio.

La sezione triodo è accoppiata attraverso ad un condensatore di 100 pF alla placca della sezione exodo e provvede alla rivelazione per falla di griglia, comportandosi per tale compito il circuito di griglia come quello di un diodo, col vantaggio di una resistenza di carico molto elevata (1 MΩ) e conseguentemente di una maggiore selettività ed amplificazione, e di una « tensione di contatto » assai ridotta per l'azione della placca positiva. Oltre alla rivelazione, la sezione triodo provvede anche all'amplificazione di BF per fornire la potenza necessaria ad alimentare il trasduttore che, nel nostro caso è un piccolo altoparlante elettromagnetico. È vero che l'amplificazione di BF è bassa ma va tenuto presente che qui si richiede una potenza di uscita minima e che l'amplificazione con un solo stadio di BF finale del segnale fornito direttamente dal diodo rivelatore è oggi di uso assai comune, specialmente nei ricevitori che utilizzano la valvola EBL1 o consimile.

Un breve computo delle amplificazioni ci permette di valutare, sia pure in via approssimativa la sensibilità del ricevitore.

L'altoparlante magnetico qui usato rappresenta un carico medio di 4000 Ω, per azionarlo sono sufficienti 4 V (minimo), esso comincia dunque a funzionare con una componente di BF di 1 mA circa ossia con 0,004 W. La potenza massima che può sviluppare si ha però con correnti dell'ordine di 10 volte tanto ossia 100 volte in potenza vale a dire con 0,4 W.

L'amplificazione del triodo della E1R può essere calcolata in base alle sue caratteristiche. Per esso si ha: conduttanza mutua $S = 3200$ μA/V; coefficiente di amplificazione $k = 22$. L'amplificazione reale è data da:

$$A = k \frac{R_e}{R_i + R_e}$$

ossia, (essendo $R_i = k/S$ cioè $= 6850$ Ω):

$$A = 22 \frac{4000}{6850 + 4000} = \frac{88.000}{10.850} = 8 \text{ volte circa.}$$

Sulla griglia sarà dunque necessaria una componente di BF corrispondente ad 1/8 di 4 V, ossia di 0,5 V.

Supposto il rendimento di rivelazione per il rivelatore a falla di griglia e con modulazione del 30% di 0.33, si trova che ai capi del circuito oscillante che si trova in serie all'anodo della sezione exodo, dovrà essere di 0.5×3 ossia 1,5 V di media frequenza.

Veniamo ora alla sezione exodo, amplificatrice di MF.

Per essa abbiamo $R_i = 0,9$ MΩ, $S = 2200$ μA/v; $k = 410$. Considerando il carico di rivelazione di 0.5 MΩ e quello

(1) Questo circuito oscillante è perfettamente identico a quello primario del primo trasformatore di MF ossia di una bobina da 1000 microH a nido d'ape con nucleo e di un condensatore da 100 pF.

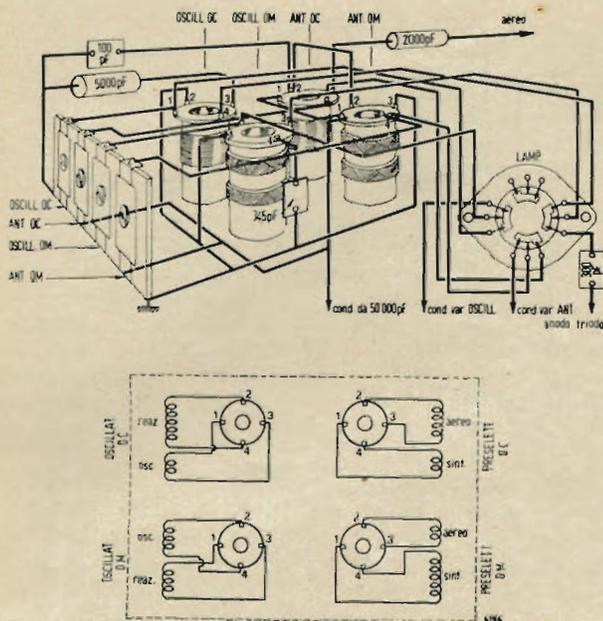



Fig. 2. - *Schema di collegamento alle bobine di AF dei compensatori a pressione e del commutatore di gamma a due posizioni, quattro vie. Sotto, il collegamento degli avvolgimenti ai capicorda delle rispettive bobine.*

delle perdite del circuito oscillante in 200.000 Ω si giunge ad un carico di 140.000 Ω circa, perciò:

$$A = 410 \frac{140.000}{140.000 + 900.000} = \frac{59.000.000}{1.04.000} = 59 \text{ volte circa.}$$

Il segnale di MF necessario in griglia della seconda E1R sarà la 59ª parte di 1,5 ossia 25 mV.

Supposto per la prima E1R un rendimento di conversione dell'ordine del 70%, avremo da parte di questa valvola una amplificazione reale di circa 42 volte, ciò significa che in griglia della prima E1R si richiedono mV 25 : 42 ossia 600 μV.

Valutando l'amplificazione di tensione del trasformatore di aereo a circa 8 volte si conclude che la sensibilità media del ricevitore si aggira sui 75 μV.

Una tale sensibilità non è certo quella di un grande ricevitore ma tuttavia è sufficiente ad assicurare la ricezione delle principali stazioni europee anche in condizioni sfavorevoli di istallazione.

2. - Montaggio

Dopo questo breve esame teorico dello schema, veniamo ad illustrare i particolari del montaggio e le caratteristiche degli elementi principali.

Il telaio sopra il quale viene eseguito il montaggio è delle rispettabili dimensioni di 9×16 cm (sta comodamente in una mano) ed ha una altezza di 3 cm, è in alluminio da 1 mm di spessore.

Il condensatore variabile doppio di cui si fa uso è quello stesso che viene montato dalla Marelli nel suo Fido II, tuttavia può essere usato un qualunque altro condensatore sui 470 pF con circa 17 pF di residua, purchè di dimensioni molto ridotte.

Questo condensatore è montato verticalmente e reca sull'asse una puleggia il cui diametro, misurato sul fondo della scanalatura, è di 35 mm.

Di fianco al variabile è sistemato il trasformatore di alimentazione, realizzato su di un semplice nucleo di trasformatore di uscita e che misura, serrapacco compreso, 60×50 mm ed ha una larghezza massima, dovuta all'avvolgimento di 40 mm.

Il nucleo ha una sezione di 20×20 mm ossia 4 cm². Su di esso prende posto l'avvolgimento, realizzato secondo criteri particolari miranti ad ottenere un elevato rendimento non ostante le piccole dimensioni, affinchè l'accensione delle valvole e delle lampadine ed il sopraelevamento della tensione per l'alimentazione anodica siano assicurati pur senza avere riscaldamento del trasformatore.

Il concetto seguito è quello di sfruttare il funzionamento come autotrasformatore e di mantenere i rapporti più bassi possibili fra tensioni d'entrata e d'uscita in modo che il rendimento sia massimo. Per giungere a questo risultato le accensioni delle lampadine e delle due E1R amplificatrici sono in serie in modo da ottenere la tensione complessiva di 18,9 volt, una presa a 6,3 serve però per rendere indipendente l'accensione delle lampadine, pur risultando esse praticamente in serie alle E1R. Per la raddrizzatrice si ha invece un avvolgimento di accensione separato, in modo da non avere forti tensioni fra catodo e filamento.

I dati di avvolgimento del trasformatore risultano pertanto dallo specchietto seguente:

0					
6.3	Spire	80	filo	0.3	mm
18,9	»	160	»	0.3	»
110	»	1160	»	0.2	»
125	»	195	»	0.15	»
140	»	195	»	0.15	»
160	»	260	»	0,15	»
220	»	770	»	0.1	»
280	»	770	»	0.1	»

Il secondario di accensione per la raddrizzatrice è di 83 spire di filo da 0,3 mm.

Anteriormente, fra il variabile ed il trasformatore è disposta la scala parlante, una placca di 60×40 mm che porta le indicazioni su due colonne percorse da due indici in sensi inversi. La scala è leggermente inclinata a leggio.

Posteriormente, lungo il bordo del telaio, sono sistemati i tre portavalvole che, per ragioni di spazio sono stati costruiti in forma del tutto inedita, essi sono stati ricavati da un tubo di bakelite di 29 mm di diametro interno, hanno una lunghezza massima di 30 mm e recano lungo il bordo inferiore otto intaccature entro le quali vengono ad inserirsi le sporgenze degli otto contatti laterali della valvola. In corrispondenza di ciascuna intaccatura trova posto un contatto che diremo a forcina, di quegli stessi che sono montati nei portavalvole octal tipo americano di materiale ceramico che qui però lavorano in modo diverso.

In fig. 3 si vede appunto un portavalvole di minimo ingombro e facilmente realizzabile anche per un dilettante.

È intuitivo che, con questi portavalvole le valvole non si innestano come con gli altri tipi ma si infilano dal di sotto del telaio, da fori praticati nel mobile. Ciò è possibile perchè le valvole E1R hanno forma perfettamente cilindrica.

Fra il primo ed il secondo portavalvole è posto il trasformatore di media frequenza, fra il secondo ed il terzo, che è quello della raddrizzatrice si trovano invece i due condensatori di filtro, montati verticalmente e formanti un 'I' fra loro in modo da utilizzare al massimo lo spazio disponibile sul telaio.

Nella parte inferiore del telaio, anteriormente, verso il centro, notiamo il commutatore di gamma, a due posizioni e a 4 vie, che si comanda anteriormente con una levetta.

Fra il commutatore ed una delle pareti laterali del telaio sono disposte le quattro bobine, due per le onde corte e due per le medie, riunite in modo da formare una sorta di gruppo di alta frequenza.

I compensatori, che si trovano sulla parete laterale in numero di quattro, sono collegati alle bobine secondo il disegno di fig. 2, essi sono dei semplici compensatori a pressione, montati su di una unica basetta, del valore massimo di 25 pF.

In serie ai secondari delle bobine oscillatrici sono disposti i due condensatori serie (padding) rispettivamente di 5000 pF per le onde corte e di 340 pF per le onde medie.

3. - Realizzazione delle bobine

Le bobine sono realizzate su tubi di bakelite fusa di 13 mm esterni con foro filettato da 10 mm, che si trovano normalmente in commercio. Questi tubetti sono stati però raccorciati e quindi privati della flangia inferiore, essi sono stati ridotti a 20 mm di lunghezza per poter essere contenuti in posizione verticale nello spessore del telaio. La superstite flangia superiore di ogni tubetto porta quattro linguette di contatto destinate due a due ad ogni avvolgimento.

La bobina del circuito oscillante preselettore OM è avvolta a nido d'ape in filo Litz da 10 capi di 0,05 mm e si compone di 110 spire.

Fig. 4. - Particolare costruttivo del movimento degli indici della scala parlante.

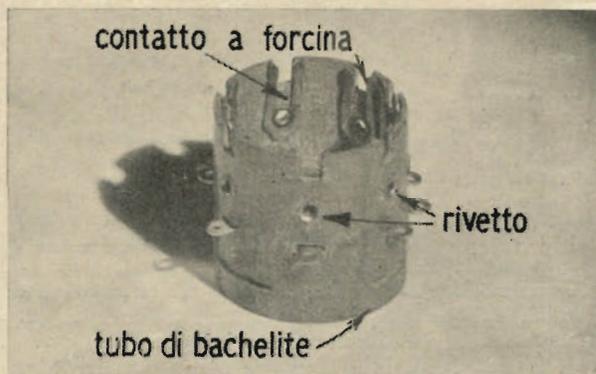



Fig. 3. - *Per evidenti ragioni di ingombro i portavalvola sono stati appositamente costruiti. Nella foto è visibile uno di questi portavalvola ricavato da un tubo di bakelite secondo le istruzioni date nel testo.*

Fig. 5. - *Ecco l'altoparlante: è del tipo magnetico bilanciato ed è tratto da una capsula magnetica Lesa opportunamente modificata. La foto mostra l'altoparlante con il disco ruotante nella posizione di ricezione a distanza. La foto della pagina di fronte mostra invece l'altoparlante con i fori a settore occlusi dal disco ruotante e con i tubi di gomma, recanti gli auricolari, inseriti nella bocchetta centrale.*

La bobina d'aereo, accoppiata alla precedente a 3 mm di distanza, ovviamente sullo stesso tubo, è invece in filo pieno da 1/10 coperto in seta e si compone di 270 spire a nido d'ape.

La bobina del circuito oscillante dell'oscillatore locale OM è pure avvolta a nido d'ape, nello stesso filo da $10 \times 0,05$ Litz e si compone di 85 spire, ad essa è sovrapposta la bobina di reazione di 22 spire di filo da 0,1 mm pure avvolta a nido d'ape, per questa però nulla cambia se la si avvolge anche a spire affiancate.

Per coloro che non dispongono di una macchina avvolgitrice a nido d'ape suggeriamo di utilizzare qualche avvolgimento già fatto, tolto da quelche trasformatore di media frequenza fuori uso al quale si toglieranno delle spire sino a raggiungere il valore necessario di induttanza, in sede di messa a punto.

La bobina del circuito oscillante preselettore di OC è avvolta in filo pieno da 6/10 e si compone di 13 spire affiancate. Fra le spire di questa bobina, dal lato massa, trovano posto tre spire di filo da 1/10 che costituiscono il primario d'aereo per le OC.

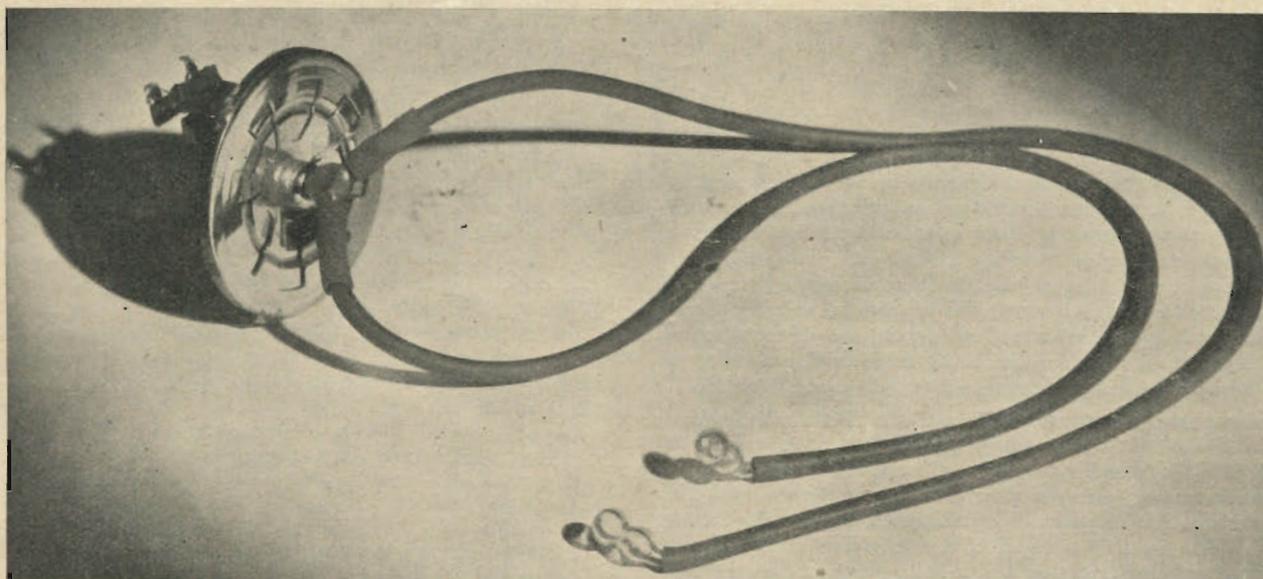
La bobina del circuito oscillante dell'oscillatore locale per OC si compone di 12 spire dello stesso filo da 6/10 e sopra di essa, separata da uno strato isolante, è la bobina di reazione di 8 spire di filo da 0,1 mm.

Le quattro bobine vengono incuneate verticalmente in una basetta di bachelite appositamente forata e fissata con colla, la basetta stessa viene poi adagiata ed ancorata con due viti al fondo del telaio, ciò permette di rimuovere con facilità le quattro bobine contemporaneamente senza dissaldare molti collegamenti.

I comandi uscenti dal mobiletto sono due, uno per azionare il condensatore variabile ed uno per il regolatore di sensibilità e per l'interruttore generale.

Il regolatore di sensibilità è un comune potenziometro da 0,5 MΩ che, inserito ai capi della resistenza di 1500 Ω che funziona contemporaneamente da impedenza per il filtraggio e da resistenza di caduta, permette di inviare alle griglie controllo delle due valvole amplificatrici tensioni negative analoghe a quelle fornite da un regolatore automatico di sensibilità.

Due resistenze, rispettivamente di 0,2 MΩ e di 0,1 MΩ si trovano in serie al potenziometro, la prima, con un condensatore elettrolitico di bassa tensione serve a filtrare la tensione negativa, affinchè alle griglie delle valvole control-

late non giungano componenti alternate alla frequenza di rete che produrrebbero modulazione a tale frequenza ossia ronzio sull'onda portante; la seconda serve invece semplicemente per limitare l'escursione del potenziometro.

4. - L'altoparlante

Un elemento fra i più caratteristici ed interessanti di questo ricevitore è l'altoparlante visibile in fig. 5. Questo altoparlante è di tipo magnetico bilanciato ed è tratto da una capsula magnetica Lesa che ha dimostrato di avere ottime qualità particolarmente per sensibilità. Per migliorare l'effetto acustico è stato però sostituito il cono di alluminio con uno un poco più grande di carta impregnata comune per coni d'altoparlanti. Anteriormente questo altoparlante è chiuso da una gabbia che presenta un foro centrale uscente con una bocchetta e numerosi fori a settore disposti in circolo. Questi fori possono venire occlusi ruotando un disco opportunamente forato, della stessa forma della gabbia, contenuto in essa ed aderente, solidale al centro con la bocchetta.

Quando si vuole ricevere in altoparlante (in condizioni di silenzio normale si sente bene in tutta la camera) si ruota la bocchetta in modo che i fori della gabbia restino aperti, se invece si vuole una buona ricezione individuale si ruota la bocchetta in modo che i fori della gabbia siano chiusi e si innesta nella bocchetta stessa l'attacco di una coppia di tubi di gomma terminanti con due terminali di vetro che si introducono nel canale auditivo delle orecchie, in modo del tutto simile a quello che usano i medici per l'oscultazione con lo stetoscopio. La ricezione che in tale modo si ottiene è ottima per potenza e per fedeltà, essa appare ricca specialmente nelle note basse in modo da equivalere a quella che si può ottenere, ad orecchio libero, da un ricevitore di classe di grandi dimensioni.

5. - Messa a punto del ricevitore

Chiudiamo queste note descrittive dando un rapido cenno al procedimento di messa a punto del ricevitore.

Per poter procedere con sicurezza e con la necessaria precisione occorre usare un buon oscillatore modulato con un attenuatore efficace.

La prima operazione da fare è l'allineamento dei circuiti oscillanti di media frequenza. A questo scopo il generatore si applica fra la griglia della prima E1R e la massa, dapprima col massimo segnale indi si regolano le viti dei compensatori o i nuclei, a seconda del tipo di media impiegato, perfezionando l'allineamento con segnali sempre più deboli ottenuti agendo sull'attenuatore del generatore e non sul regolatore di sensibilità dell'apparecchio.

Ottenuto così l'allineamento della media frequenza sui 170 kHz si può affrontare il più difficile lavoro di messa a punto del gruppo di alta frequenza.

Si comincerà col mettere i compensatori ad un valore intermedio della loro capacità poi, sempre lasciando il generatore collegato fra la griglia e la massa della prima valvola, si applica un segnale di onda media corrispondente alla frequenza più bassa della gamma, nel nostro caso 520 kHz. Se tutto è a posto questo segnale dovrebbe essere ricevuto quando il condensatore variabile è alla sua massima capacità, ossia quando i due indici si trovano rispettivamente ai due capi opposti della scala. Se il segnale non si riceve per nulla vuol dire che l'oscillatore locale non funziona, quindi si prova ad invertire gli attacchi della bobina di reazione dell'oscillatore ad OM, se non ostante ciò non va ancora, si verifichi bene il circuito.

Se il segnale si riceve per un valore intermedio della capacità del variabile vuol dire che l'induttanza dell'oscillatore locale è eccessiva, quindi si svita il nucleo sino a ritrovare il segnale nel punto voluto. Se questa regolazione non è sufficiente sarà necessario diminuire di alcune spire l'avvolgimento in oggetto. Se invece per sentire il segnale è necessario spostare la frequenza del generatore verso valori più alti (es. 700 ÷ 900 kHz) sarà necessario avvitare maggiormente il nucleo e, se mai, accrescere di qualche spira l'avvolgimento (questo caso però non dovrebbe verificarsi se non si è sbagliato l'avvolgimento).

Trovato il segnale nel punto voluto si passa all'estremo opposto della gamma, a variabile tutto aperto e si regola col solo compensatore dell'oscillatore locale sino a far coincidere una frequenza di 1600 kHz.

Tornando ancora nel punto di prima si colleghi il generatore fra l'aereo e massa e si agisca sul nucleo della bobina del circuito preselettore di OM mentre all'estremo opposto della gamma si agirà sul compensatore ad essa connesso sino ad ottenere il massimo di sensibilità. Analogo procedimento si adotta per le OC tenendo come frequenze limite 22 MHz e 5.8 MHz.

*

LA RICEZIONE PANORAMICA

6206 7

di Piero Soati

Mentre in America la ricezione panoramica è ormai diffusissima in tutti i campi della radioricezione ed in particolare presso i radianti, in Italia essa è appena nota e siccome abbiamo ragione di credere che siano ben pochi coloro che ne conoscono in linea generale le applicazioni siamo certi di far cosa grata ai lettori dando qualche chiarimento sul funzionamento e sull'uso degli apparecchi destinati ad un tal genere di ricezione che in avvenire avrà certamente un ruolo di primaria importanza nel campo della radiotecnica.

Ammesso di avere una supereterodina con media frequenza di 470 kHz è ben noto che l'antenna ad essa collegata capterà un numero indefinito di stazioni, quindi se a noi interesserà ad esempio ricevere una stazione su 7200 kHz possiamo per comodità di ragionamento ritenere che l'antenna stessa capti cinque stazioni non modulate aventi identico campo elettromagnetico e con le seguenti frequenze: 7100, 7150, 7200, 7250, 7300 kHz. La fig 1 ci mostra come può essere rappresentato lo spettro del campo e. m. di tali stazioni. All'uscita dello stadio di accordo di aereo, che nel nostro caso sarà sintonizzato su 7200 kHz avremo uno spettro che potremo rappresentare con la fig. 2, mentre dopo lo stadio di media frequenza, dato che l'oscillatore sarà accordato su 7670 (7200+470) kHz avremo presente soltanto la frequenza di 470 kHz e perciò si riceverà soltanto la stazione su 7200 kHz come indicato in fig. 3. Fin qui dunque il funzionamento della supereterodina.

Dopo lo stadio convertitore lo spettro di frequenze sarà quello indicato dalla fig. 4 (parte nera), però se all'uscita dello stesso colleghiamo un circuito il quale ci dia la possibilità di compensare le disuguaglianze che sono visibili nella stessa figura, cosa che si può ottenere con uno stadio di media frequenza ad accordo capacitativo e magnetico fortemente accoppiato, potremo ottenere che il suddetto spettro sia modificato come indicato nella parte tratteggiata della fig. 4. Nei ricevitori panoramici questo ultimo circuito è seguito da un altro stadio convertitore seguito a sua volta da una media frequenza accordata su 200 kHz, dimodochè per ricevere la frequenza di 470 kHz l'oscillatore sarà accordato su 670 kHz.

Ora, se con un mezzo qualsiasi, che potrebbe essere anche meccanico, facciamo variare la frequenza dell'oscillatore da 770 a 570 kHz, anche le altre stazioni che avevamo prima considerato (cioè su 7100, 7150, 7250, 7300 kHz) potranno attraversare lo stadio di media frequenza a 200 kHz ogni qualvolta l'oscillatore si troverà rispettivamente sulla posizione di 770, 720, 620 e 570 kHz.

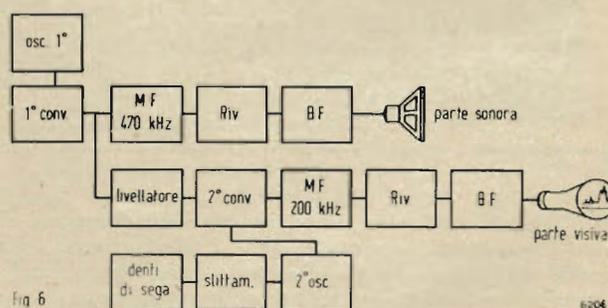



Fig. 6. - *Schema grafico dei varii stadi di un ricevitore panoramico.*

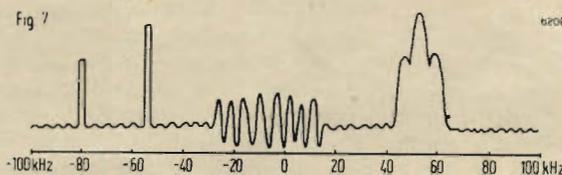
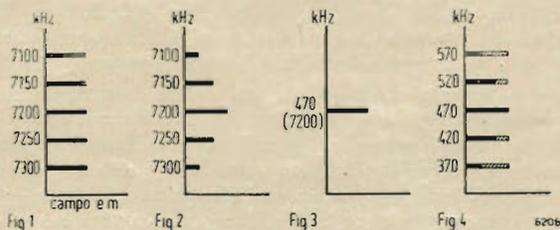



Fig. 7. - *Ecco l'immagine riprodotta dal tubo a raggi catodici di un ricevitore panoramico.*

Figg. 1, 2, 3, 4 - *Rispettivamente: lo spettro di campo elettromagnetico di cinque stazioni ricevute all'ingresso, all'uscita dello stadio di accordo, dopo lo stadio di MF, e dopo lo stadio convertitore.*

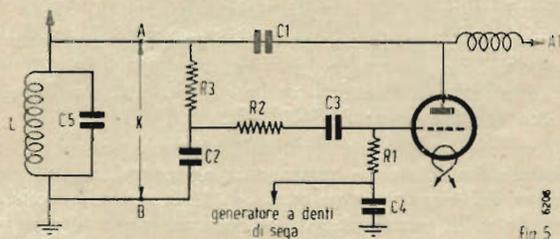



Fig. 5. - *Schema di circuito a slittamento di frequenza usato nella ricezione panoramica.*

In pratica tale variazione di frequenza è ottenuta a mezzo di un circuito a slittamento di frequenza simile a quello indicato in fig. 5 il cui funzionamento è semplicissimo. Infatti la tensione oscillante *K* genera una corrente ad alta frequenza in *R3* e *C2*, e siccome *R1* è di valore alto la corrente nei circuiti *R2 C3*, *R1 C4* è trascurabile. *C2* è scelto di valore tale da opporre una debole impedenza rispetto a *R3* dimodochè la corrente che circola in *R3 C2* è in fase con la corrente alternativa *K*.

La tensione ai capi di *C2* perciò è sfasata in ritardo di 90° rispetto a *K* e dato che l'impedenza di *R2 C3* è trascurabile nei confronti di *R3* la tensione di griglia risulta sfasata anch'essa di 90° in ritardo. La corrente ad alta frequenza del circuito di placca della valvola essendo in fase con la tensione di griglia si trova infine sfasata di 90° rispetto a *K* e quindi il circuito che si trova a destra di *A B* è da ritenersi equivalente ad una induttanza in parallelo sul circuito oscillante. Siccome l'intensità anodica dipende dalla polarizzazione di griglia ad una variazione di detta polarizzazione corrisponderà una variazione della induttanza equivalente e di conseguenza uno slittamento di frequenza da parte della valvola oscillatrice.

Tenuto conto che la frequenza dell'oscillatore dopo essere cresciuta in modo lineare da 570 a 770 kHz deve ritornare bruscamente a 570 kHz, si otterrà quest'ultimo scopo modu-

lando la valvola a slittamento di frequenza con una tensione a denti di sega, cosa che si potrà ottenere con uno dei soliti sistemi in uso.

L'ampiezza di tale tensione di modulazione servirà a determinare la larghezza della banda da esplorare.

Gli impulsi ottenuti all'uscita della media frequenza a 200 kHz dopo essere stati rivelati ed amplificati sono inviati alle placche orizzontali di un tubo a raggi catodici mentre alle placche verticali dello stesso viene inviata la tensione a denti di sega che è stata adoperata per modulare la valvola a slittamento dimodocchè sullo schermo del tubo a raggi catodici potremo comodamente osservare quei particolari segni che ci indicano in modo diverso le varie stazioni a radiofrequenza, segni che gli americani chiamano comunemente « pips ».

In fig. 6 rappresentiamo in modo schematico il susseguirsi dei vari stadi di un ricevitore panoramico. In fig. 7 abbiamo invece riprodotto l'immagine di un ricevitore panoramico tale e quale viene riprodotta dal tubo a raggi catodici.

Il primo segno o « pip » a sinistra, ammesso che esso sia caratterizzato da continue interruzioni visive, indica una stazione radiotelegrafica ad onde continue interrotte, il secondo « pip » ci mostra una stazione con sola onda portante, il terzo una stazione a modulazione di frequenza ed infine il quarto una stazione radiofonica a modulazione di ampiezza.

L'importanza che ha acquistato nella pratica normale un tale tipo di ricezione è evidente: con esso è possibile esplorare con accuratezza e continuità una certa gamma di frequenza e seguire stazioni che volontariamente si spostano rapidamente di frequenza, cosa che in caso di guerra e nei servizi commerciali si verifica frequentemente. I radianti poi, possono vedere a colpo d'occhio la zona libera su cui sintonizzare il proprio trasmettitore per una eventuale chiamata ed identificare successivamente il numero di risposte alla chiamata stessa. È possibile infine giudicare l'intensità di una stazione, la qualità e la percentuale di modulazione etc.

Riteniamo che con queste brevissime note il lettore si sia reso conto quale importanza abbia per i tecnici italiani seguire lo sviluppo di un tale sistema di ricezione anche se ragioni d'ordine economico non ne potranno permettere per qualche tempo un uso diffuso in Italia.

*

corrispondenze

AMPLIFICATORI A REAZIONE NEGATIVA

Dall'ing. Antonio Nicolich, direttore tecnico della S. A. « La Voce del Padrone - Columbia - Marconiphone » riceviamo:

Spettabile Direzione,

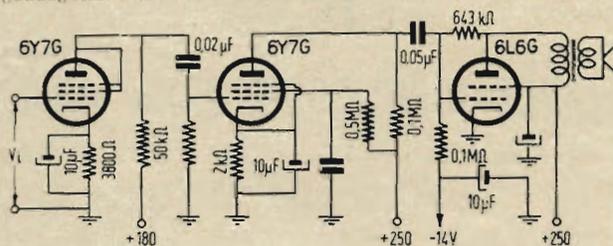
ho letto l'articolo dell'ing. Sergio Finzi a pagg. 204-206 nel fascicolo 7-10 di aprile-maggio 1947, circa gli « amplificatori a reazione negativa ». Mentre lodo senza riserva la trattazione, ritengo opportuno che l'autore corregga un errore, evidentemente sfuggitogli, inessenziale concettualmente, ma che priva di qualsiasi valore l'esempio numerico riportato a pag. 206.

Precisamente, il capoverso: « Ora un normale pentodo (EF6, 6J7-G e simili) amplifica in media 90 volte. Due pentodi guadagneranno perciò 1800 volte » contiene una affermazione errata, perchè l'amplificazione dei due pentodi è di $90 \times 90 = 8100$. Conseguentemente risultano errati il valore di $n = 1,82$, tutti i valori dei parametri in cui figura n ed il risultato finale.

Appare inoltre fuori luogo che per pilotare una 6L6-G con un fonorivelatore occorrano ben due stadi di preamplificazione a pentodo, mentre è noto che in pratica ne occorre uno solo. Anche nel caso di un fonorivelatore della discutibile sensibilità di 10 mV, come ivi supposto, due triodi EBC3 oppure un triodo EGC3 ed un pentodo 6J7-G assicurerebbero una preamplificazione sovrabbondante.

Distinti saluti.

Ing. ANTONIO NICOLICH

Un grossolano errore materiale si è purtroppo verificato nella calcolazione dell'esempio numerico del mio articolo « amplificatori a reazione negativa ». Ringrazio l'ing. Nicolich della segnalazione e chiedo venia ai lettori per l'involontario svario ne. Allo scopo di toccare il meno possibile il calcolo, affinchè l'esempio citato conservi inalterato il suo valore, ritengo opportuno conservare il valore di amplificazione di 1800 volte, che vi compare, modificando leggermente lo schema dello stadio (mettendo un pentodo collegato a triodo al posto della EF6 preamplificatrice, secondo uno schema consigliato dalla RCA nelle sue pubblicazioni). Tale stadio è riportato nella figura allegata. Poichè un normale pentodo amplifica circa 90 volte ed un triodo nelle condizioni specifiche una ventina di volte circa, una combinazione triodo preamplificatore-pentodo guadagnerà circa 1800 volte.

Quanto alle altre osservazioni dell'ing. Nicolich, giuste in linea di massima, esse cadono quando si pensi che la disposizione da me seguita nello schema dello stadio corrisponde a quanto effettivamente si fa nel campo della cinematografia sonora, le cui apparecchiature sono forse quanto di più curato esista oggi nel campo della implificazione di BF (alludo ai due pentodi preamplificatori), nella pratica della quale si assumono sensibilità il cui ordine di grandezza è appunto quello citato nell'esempio. Ciò per avere naturalmente il margine di amplificazione, sufficiente in caso di cattive incisioni, che nella riproduzione con dispositivi fotoelettrici è facilissimo, se non quasi normale, incontrare. Comunque riconosco di non aver tenuto conto nell'esempio incriminato di rivolgermi ad una categoria più vasta che non quella dei tecnici della cinematografia.

Cordiali saluti.

Ing. SERGIO FINZI

INDICATORE DI SOVRAMODULAZIONE

In un recente articolo apparso sulle pagine di questa Rivista, sotto il titolo: « Indicatore di Sovramodulazione » (Anno XIX, nn. 13-14, luglio 1947, pagg. 321-322) si leggeva:

« .. il lettore si chiederà come si possa modulare più del 100% per le punte positive senza superare il 100% per quelle negative. Ciò può essere agevolmente effettuato in quanto la forma d'onda della parlata si differenzia notevolmente da quella sinusoidale... ecc., ecc. ».

A questo proposito i1XX ci ha fatto pervenire le seguenti osservazioni:

« E' noto che la forma d'onda della parola è una funzione non periodica e del tutto irregolare e che assumendo il valore 0 tale che l'area racchiusa dai picchi negativi uguagli quella dei picchi positivi, si presentano dei picchi più accentuati, rivolti in media tutti dalla stessa parte.

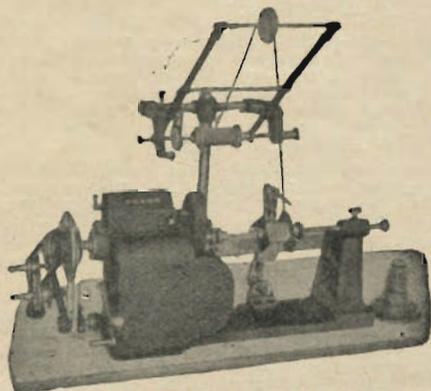
Non è però affatto chiaro come, semplicemente invertendo i capi del microfono, si possa far si che i picchi più accentuati siano quelli positivi.

Ammesso teoricamente esatto che a un dato istante, l'inversione dei capi del microfono, possa, per quell'istante, darci il picco del segno voluto, resta da spiegare come deve fare lo speaker e mantenere costantemente « in fase » la propria parlata e sopratutto come deve fare per iniziare « in fase » e come deve regolare le pause per rimanere sempre « in fase », durante tutto il tempo durante il quale parla.

Qualche tentativo in questo senso è stato fatto ed è apparso pubblicato sulla rivista « Radio ». Era però previsto un discriminatore di fase e un compressore per i picchi negativi.

Nulla da eccepire per quanto riguarda l'indicatore di sovramodulazione, il quale però indicherà, sempre e solo, il raggiungimento del 100% della modulazione, indipendentemente dal senso in cui è connesso il microfono ». (i1XX)

Nel mentre ringraziamo i1XX della cortese attenzione prestata e delle osservazioni inviateci, ci permettiamo fare presente che, assunto un andamento non sinusoidale della parlata (fenomeno che, come è messo in evidenza in molti testi, non sempre si verifica — cifra ad es. *Science and Music* di James Jean, *A Fugue in Cycles and Bels* di John Mills, *Note sulla modulazione anodica* dell'ing. R. Pasquotti (i1RZ) ecc. e supposto che le variazioni elettriche siano lineari con le variazioni di pressione, tutti i picchi di tensione saranno rivolti dalla medesima parte e se si inverte (nel caso sfavorevole) il microfono anche gli altri picchi rimarranno in fase automaticamente, indipendentemente dalle pause.

Ciò vale per tutti i tipi di microfoni che forniscano il segnale al modulatore attraverso un proprio translatore;

Specificatamente nel caso di microfono a bobina mobile l'inversione è evidente dato che la medesima equivale all'avvolgimento secondario del translatore; nei microfoni a carbone invece, che non è dotato di elementi reattivi, l'inversione di fase potrà essere effettuata invertendo i capi dell'avvolgimento secondario.

Dato inoltre che il rettificatore permette il passaggio della corrente soltanto in un senso ne consegue della possibilità della accensione della lampadina al neon solo per i picchi di superamento del 100% negativi di modulazione.

Riteniamo senz'altro, dato il carattere molto soggettivo di questi fenomeni, che esperienze eseguite da i1XX possano aver dato dei risultati negativi, contrariamente a quanto è stato da alcuni verificato in sede sperimentale; in ogni caso saremmo molto grati ad i1XX, dato che l'argomento è di grande interesse per i radianti ed è stato poco trattato sulle riviste tecniche, poter ricevere e pubblicare una recensione dell'articolo citato sulla rivista « Radio ». (i1WK)

ELENCO DELLE PRINCIPALI STAZIONI AD ONDA MEDIA DEL NORD AMERICA

che saltuariamente in ottime condizione di propagazione e con buoni impianti di ricezione possono essere udite di notte in Italia

kHz	metri	nominativo	Stazione	kW
540	556,0	CBK	Watrous, Sask.	50
640	468,8	KFI	Buena Park	50
650	461,5	WSM	Nashville, Tenn.	50
660	454.5	WNBC	New York	50
670	447.8	WMAQ	Addison, Ill.	50
680	441.2	WPTF	Cary, N.C.	50
680	441.2	KABC	S. Antonio, Texas	50
680	441,2	WLAW	Lawrence, Mass.	50
690	434.8	CBF	Montreal, Qu.	50
700	428.6	WLW	Cincinnati, Ohio	50
710	422.5	WOR	New York	50
710	422.5	KIRO	Seattle, Wash.	50
720	416.7	WGN	Chicago, Ill.	50
740	405.4	KTRH	Houstin, Texas	50
740	405.4	CBL	Toronto, Ont.	50
750	400.0	WBS	Atlanta, Ga.	50
760	394.7	WJR	Wiandotte, Mich.	50
770	389.6	KOB	Albuquereque, NM.	50
770	389.6	WJZ	New York	50
780	384.6	WBBM	Itasca, Ill.	50
810	370.4	WGY	Schenectady, NY.	50
820	365.9	WBAP	Fort Worth, Texas	50
820	365.9	WFAA	Grapevine, Texas	50
830	361.4	WCCO	Minneapolis, Minn.	50
840	357.1	WHAS	Louisville, Ky.	50
850	352.9	KOA	Denver, Col.	50
870	344.8	WWL	New Orleans, La.	50
880	340.9	WCBS	New York	50
890	337,1	WENR	Chicago, Ill.	50
890	337.1	WLS	Chicago, Ill.	50
1000	300.0	WCFL	Chicago, Ill.	50
1000	300,0	KOMO	Seattle, Wash.	50
1010	297.0	WINS	New York	50
1020	294,1	KDKA	Allison, Park	50
1030	291.3	WBZ	Hull, Mass.	50
1040	288.5	WHO	Des Moines, Iowa	50
1050	285.7	WHN	New York	50
1060	283,0	KYW	Philadelphia, Pa.	50
1070	280.4	CBA	Sackville, NB.	50
1080	277.8	WTIC	Avon, Conn.	50
1080	277.8	KRLD	Garland	50
1090	275.2	WBAL	Baltimore, Md.	50
1100	272.7	WTAM	Brecksville, Ohio	50
1110	270.3	KFAB	Omaha, Neb.	50
1110	270.3	WBT	Charlotte, NC.	50
1120	267.9	KMOX	St. Louis, Mi.	50
1130	265.5	KWKH	Dixie, La.	50
1140	263.2	WRVA	Richmond, Va.	50
1160	258.6	WJJD	Chicago, Ill.	50
1170	256.4	KVOO	Tulsa, Okla.	50
1180	254.2	WHAM	Rochester, NY.	50
1200	250.0	WOAI	Selma	50
1210	247.9	WCAU	Philadelphia, Pa.	50

rassegna della stampa

Perchè si misura la esaltazione e la de-esaltazione in micro secondi

di Cathode Ray

WIRELESS WORLD Maggio 1947

La differenza fra le riproduzioni acustiche attuali e le cosidette riproduzioni ad elevata fedeltà stà nel fatto che le prime riproducono solo una parte dello spetiro di frequenze acustiche. La frontiera superiore di questa parte trasmessa si aggira dai 3000 ai 5000 periodi mentre le riproduzioni ad elevata fedeltà riproducono segnali a frequenza assai elevata dell'ordine dei 15.000 periodi. Per vari motivi non sempre la soluzione del problema dell'elevata fedeltà, compensa con brillanti risultati il lavoro svolto; fra questi motivi stà per primo il fatto che un maggior allargamento della banda passante aumenta l'amplificazione dei rumori i quali verranno ad incidere negativamente sulla riproduzione ad elevata fedeltà. Dato che raramente i suoni a frequenza elevata vengono a modulare profondamente la portante, per mantenere costante la profondità di modulazione bisognerà esaltare maggiormente il valore di queste frequenze e questa profondità costante di modulazione migliorerà il rapporto segnale/disturbo. Dopo una tale operazione è evidente che nel ricevitore si dovrà ripristinare il primitivo livello delle varie frequenze. Quello che a prima vista riesce meno evidente è come misurare questa esaltazione e come mai si possa usare un metro che ha le dimensioni del tempo.

L'importanza che riveste il grado di esaltazione è evidente se si pensa che la de-esaltazione nel ricevitore dovrà avere lo stesso valore. Il modo più semplice per esaltare o de-esaltare le frequenze elevate è quello di usare come carico anodico di un amplificatore un'impedenza che si mantenga costante per le frequenze basse ed aumenti (o diminuisca) il suo valore per le frequenze alte.

Considerando il circuito della figura 1 *a*) si avrà che l'induttanza in serie con la resistenza per le frequenze basse assumerà un valore trascurabile e' il carico sarà costituito unicamente dalla sola resistenza. Per le frequenze elevate sarà la resistenza che diventerà trascurabile rispetto all'induttanza. La figura 1 *b*) rappresenta l'andamento dell'amplificazione in funzione della frequenza.

L'ampiezza di questi effetti è sufficiente a risolvere questo problema semprechè la reattanza non influisca sulla corrente anodica. Cioè il valore massimo dell'impedenza anodica non dovrà pesare sulla pendenza del tubo.

Per questo motivo L ed R devono costituire in ogni caso un'impedenza trascurabile rispetto alla resistenza interna del tubo, condizione che viene facilmente realizzata lavorando con pentodi aventi la resistenza interna dell'ordine del mezzo megaohm, di modo che se l'impedenza anodica si mantiene sempre al disotto del 0.1 megaohm si può praticamente ritenere che la corrente anodica non sia influenzata dal carico anodico. Rispettando queste condizioni si potrà ritenere che la pendenza dinamica sia uguale alla pendenza statica ne consegue che l'amplificazione sarà uguale a:

$$A = \frac{E_s \cdot g_m Z}{E_s} = g_m Z$$

(quando $Z \ll R_i$).

Come si è detto prima, per le frequenze basse $Z = R$ quindi il valore di R sarà quello che determinerà il livello della curva dal lato delle frequenze basse. Per le frequenze alte l'amplificazione sarà uguale a $g_m X_L$ (ponendo $Z = X_L$) e cioè sarà proporzionale alla frequenza. La curva aumenterà del doppio quando la frequenza raddoppia e questo aumento equivale a 6 dB per ottava. Per ottenere una maggior pendenza della curva di esaltazione sarà necessario far uso di più stadi esaltatori. In pratica la pendenza di 6 dB per ottava è stata assunta come pendenza standard.

Questa pendenza potrà essere variata agendo unicamente su L. unico fattore variabile, mentre se si varia la R non si varierà che il livello dell'amplificazione per le frequenze basse. L'esaltazione consiste, per quanto detto, nell'amplificazione delle frequenze alte riferita all'amplificazione delle frequenze basse e può quindi essere espressa dal seguente rapporto:

$$\text{Esaltaz.} = \frac{\text{Amplificaz. di una f. alta}}{\text{Amplificaz. delle f. basse}} =$$

$$g_m \cdot 2\pi f \cdot L \,/\, g_m \cdot R = 2\pi f \cdot L/R;$$

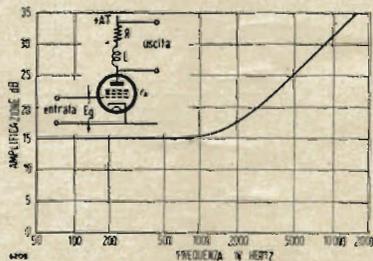
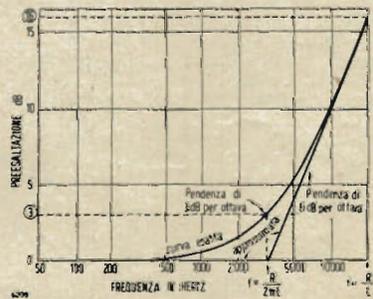
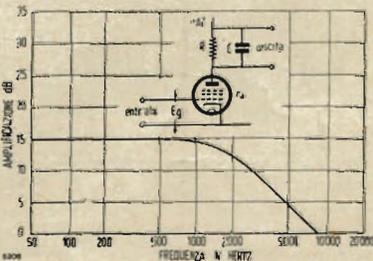
da cui si vede che la caratteristica dell'esaltazione è determinata dal rapporto L/R. In un circuito a C C ocmprendente L ed R in serie il rapporto L/R esprime il tempo che impiega la corrente a portarsi nelle condizioni di regime V/R. Quello che a noi interessa non è questo fenomeno transitorio ma bensì unicamente il rapporto L/R il quale avrà le dimensioni del tempo da cui riesce evidente come venga espresso in microsecondi il rapporto L/R che determina il grado di esaltazione. Dai risultati pubblicati dalla B.B.C. risulta che 50 microsecondi di esaltazione è la condizione ottima adottata in pratica. Questo stà ad indicare che $L/R = 0{,}00005$ sec. e quindi volendo ricavare il grado di esaltazione ad una frequenza elevata, per esempio 8000 periodi avremo: esaltaz. $= 2\pi f\, L/R = 6{,}28 \cdot 8000 \cdot 0{,}00005 = 2{,}5$ pari a 8 dB rispetto al livello delle frequenze basse. Questo risultato si è ottenuto trascurando la R, condizione ammissibile solo per le frequenze più alte mentre non lo è più per frequenze minori. Per queste l'esaltazione sarà data dalla seguente relazione:

$$\text{esaltaz. alla frequenza } f = \sqrt{1 + (2\pi\, L/R)^2};$$

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

La figura 2 mostra le curve ricavate nel modo su esposto, ma trascurando il valore di R e la seconda considerandolo. Queste curve possono tracciarsi molto celermente trascurando qualsiasi formula. Precisamente: considerando il tempo del rapporto L/R come il periodo di un segnale si potrà ricavare la frequenza, corrispondente quest'ultima alla frequenza di un segnale che viene esaltato 6,36 volte pari a 16 dB. Questo risultato può sempre essere controllato con le formule su esposte. Un secondo punto della curva sarà dato dividendo la frequenza esaltata a 16 dB per 2π, il risultato darà la frequenza che subisce un'esaltazione pari a 2 ovvero 3 dB. Sapendo che l'esaltazione è di 6 dB per ottava si può completare la curva. E' da tener presente che il valore della X_L deve essere mantenuto sempre molto minore della R_i del tubo usato.

Questa condizione può essere mantenuta non sfruttando la massima amplificazione, per esempio controreazionando e aumentando così il valore di R_i del tubo. Lo stesso risultato ottenuto con L ed R in serie si poteva ottenere con L ed R in parallelo; in questo caso si sarebbero avute perdite forti sulle frequenze basse. Nella ricezione di segnali esaltati si dovrà procedere alla de-esaltazione facendo il ragionamento inverso di quello seguito per l'esaltazione. Il circuito ed il grafico relativo al fenomeno di de-esaltazione è indicato in figura 3 (*a* e *b*).

La costante di tempo della de-esaltazione dovrà essere uguale a quella dell'esaltazione. Se 50 microsecondi è la costante di tempo standard il prodotto RC del circuito in figura 3 *a*) dovrà essere uguale a 50 microsecondi.

Fissando il valore di R si potrà sempre ricavare il valore che assume il condensatore C. In questo caso non ci sarà bisogno di mantenere piccolo il valore di R, giacchè è il valore di questa che determina la massima amplificazione essendo il suo valore il valore massimo che assumerà l'impedenza. Nel caso riportato nel grafico di figura 3 *b*) si è scelto come costante di tempo 50 microsecondi, $R = 50.000$ ohm da cui si ricava $C = 0{,}001$ microfarad e la curva ottenuta è identica a quella di figura 1 *b*) ma rovesciata.

Volendo leggere questa curva per un'altra costante di tempo basterà dividere i valori delle frequenze per il risultato ottenuto dividendo la nuova costante di tempo per 50 microsecondi. (Esempio per 75 microsecondi di costante di tempo si avrà $75/50 = 1{,}5$, si leggerà direttamente sul grafico precedente avendo cura di dividere la scala grafica delle frequenze per 1,5).

Il processo di esaltazione e quindi di de-esaltazione è generalmente applicato nelle trasmissioni a modulazione di frequenza, nelle trasmissioni modulate in ampiezza questo sistema non viene usato ad evitare la sovramodulazione della portante. La BBC adotta come costante di tempo standard 50 microsecondi, mentre in America si usano 75 microsecondi.

Questa tecnica è stata pure seguita nell'incisione dei dischi con scarsi risultati.

RB

Antenne per televisione ad FM

di Milton Kaufman dell'Istituto RCA

RADIO MAINTENANCE Aprile 1947

La natura delle O.U.C. usate in televisione e nella modulazione di frequenza pone problemi speciali nella scelta delle antenne. Fattori come, larghezza di banda, direzione, esclusione di segnali non desiderati, riflessioni vanno accuratamente considerati se si vuol ottenere una soddisfacente ricezione. Ogni nuova installazione deve essere considerata come un problema nuovo ed è quindi necessario avere una buona conoscenza del maggior numero di problemi che possono presentarsi e dei vari sistemi di antenne che vengono usati praticamente. Un'antenna è un circuito risonante e come tale possiede un dato Q caratteristico che determina la sua lunghezza di banda. Essendo $Q = X_L/R$ agendo su X_L e su R si potrà variare il Q e di conseguenza la banda della stessa antenna.

Un valore di Q basso è la caratteristica delle antenne usate in televisione ed in F.M. quando si voglia utilizzare l'antenna per una larga gamma di canali senza

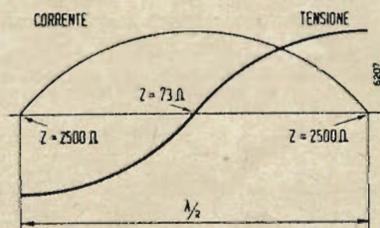



Fig. 1. - *La distribuzione della tensione e della corrente quale appare su di un dipolo a mezza lunghezza d'onda.*

attenuare i canali estremi. Il Q di un'antenna è funzione del rapporto fra la sua lunghezza e il suo diametro. Un aumento di diametro procura una diminuzione di induttanza e ne consegue quindi una diminuzione del Q, risulta da questo evidente che volendo un'antenna a larga banda si useranno forti diametri. Per esempio la lunghezza di un dipolo con accordo a 77 MHz è di 72 pollici, il rapporto lunghezza/diametro sarà 72/1½ (se il diametro dell'antenna è di 1½ pollici) che in questo caso corrisponde a 48, la percentuale della larghezza di banda per questo valore di rapporto corrisponde al 20%. Quest'antenna funzionerà convenientemente da 57 a 87 MHz e coprirà 5 canali di televisione (44÷88) mentre un uguale dipolo costruito con conduttore più piccolo funzionerà solo su di una banda molto più ristretta. L'antenna a semplice dipolo è alla base dei vari sistemi di antenne. Come indicato in figura 1 il dipolo è elettricamente uguale ad una semionda.

La lunghezza, in piedi, di un dipolo può essere calcolata dalla formula seguente:

$$l_{(piedi)} = 492 \times 0{,}94/f_{(MHz)} = 462/f_{(MHz)};$$

per l in metri si avrà:

$$462 \times 0{,}305/f_{(MHz)} = 144\ /f_{(MHz)}$$

(sapendo che 1 piede = 0.305 metri)

Il grafico riportato in figura 2 è stato computato con la suaccennata formula. Il fattore 0,94 è necessario a causa della velocità di propagazione che in un conduttore è minore che non nell'aria.

Il valore dell'impedenza è funzione della distribuzione della corrente e della tensione in ogni punto dell'antenna. Nel centro del dipolo dove la corrente è massima e minima è la tensione l'impedenza è uguale a 73 ohm, agli estremi l'impedenza è di circa 2500 ohm. Dato che il dipolo è normalmente alimentato al centro il valore di 73 ohm è di grande importanza perchè dovrà adattarsi all'impedenza della linea di trasmissione.

La posizione geometrica di un'antenna determina la polarizzazione dell'onda emessa. Un'antenna verticale rispetto alla terra emette delle onde polarizzate verticalmente, mentre un'antenna orizzontale emette onde polarizzate orizzontalmente. In televisione e in FM vengono usate antenne polarizzate orizzontalmente, diminuendo in tal modo le interferenze e i rumori a tutto vantaggio della portata. Il diagramma polare di un dipolo è indicato in figura 3.

In questa figura si nota che il dipolo risponde meglio ai segnali giungenti in direzione normale alla sua lunghezza che non a quella parallela a questa. Quando il dipolo è polarizzato orizzontalmente ne consegue che ruotando opportunamente il dipolo si potrà ricevere un segnale in condizioni migliori con il vantaggio di evitare segnali non desiderati giungenti in direzioni diverse da quella desiderata. Sebbene non sia troppo indicato si può a volte orientare il dipolo in modo da sfruttare eventuali riflessioni, questo però nel caso di segnali televisivi viene a diminuire la qualità di riproduzione. In pratica è conveniente coprire una larga banda di frequenze per cui il dipolo dovrà in ogni caso essere costruito in modo da poter ricevere tutti i canali assegnati a tale servizio e praticamente pure i tipi di dipoli meno costosi coprono almeno tre canali, ne consegue che l'antenna dovrà rispondere convenientemente a tutte queste frequenze. La città di New York è servita al presente da tre canali posti fra 51 e 82 MHz; per coprire questa gamma l'antenna dovrà avere il centro-banda a 67 MHz. Dal grafico 2 si può agevolmente ricavare le dimensioni geometriche che una tale antenna dovrà avere. Un'eccezione a questa regola può verificarsi nel caso che una delle stazioni si riceva con campo debole, in questo caso particolare il centro banda dell'antenna va spostato in favore a quest'ultima stazione.

L'antenna maggiormente in uso nel campo della televisione e in FM è il dipolo piegato, di semplice costruzione e con impedenza centrale di 300 ohm, che si adatta ad un cavo di uguale impedenza. Dato che l'impedenza di questa antenna è grande ne consegue che il Q sarà basso e la gamma coperta sarà maggiore che non quella ottenibile con un dipolo semplice. Un dipolo piegato per poter coprire l'intera gamma di televisione dev'essere costruito con un tubo del diametro di almeno 1/4 di pollice, la distanza fra i due conduttori dovrà essere molto piccola, basterà una distanza di due o tre pollici. Le caratteristiche direzionali del dipolo piegato sono simili a quelle del dipolo semplice. La lunghezza di un sifatto dipolo può essere facilmente computata dal grafico di figura 2.

Ad evitare che un dipolo del tipo descritto sia colpito da segnali televisivi sia per onda diretta, sia per onda riflessa vengono disposti altri elementi detti « parassiti » i quali servono a determinare la voluta direttività del dipolo di modo che vengono ad essere ricevuti solo i segnali che giungono per onda diretta. In pratica è stato sperimentato che per lunghezze d'onda della gamma di televisione se la diversità di percorso effettuato dalle due onde (diretta e riflessa) è maggiore di 60 metri la riproduzione delle immagini sullo schermo è completamente separata mentre se quella differenza è minore si avranno solo imperfezioni di « dettaglio ».

La combinazione più semplice per evitare il suaccennato fenomeno consiste nel disporre un dipolo riflettore ed un dipolo direttore accoppiati al dipolo principale, tenendo presente che la lunghezza del ri-

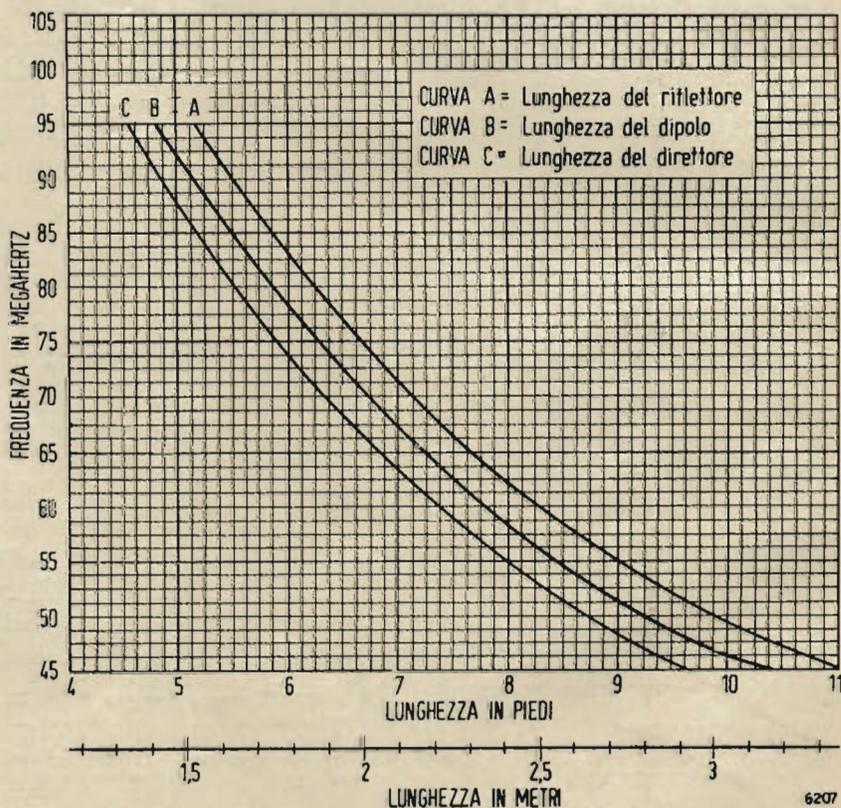



Fig. 2. - *Grafico per la determinazione delle lunghezze in piedi ed in metri di un dipolo, di un riflettore e di un direttore per frequenze comprese tra 45 e 95 MHz.*

flettore (quello sito dietro al dipolo principale riflesso alla provenienza dell'onda) è uguale a quella del dipolo principale maggiorata del 5%; mentre l'elemento direttore (posto davanti al dipolo principale) ha una lunghezza pari a quella dell'elemento principale diminuita del 4%. I risultati che un elemento riflettore viene a portare sono:

a) eliminazione dei segnali che giungono posteriormente al dipolo;

b) aumento di intensità del segnale desiderato;

c) la direttività risultando maggiore è facile l'eliminazione dei segnali non voluti mediante un'opportuno orientamento del sistema.

d) si viene a ridurre la banda passante del complesso usando elementi di largo diametro;

e) l'impedenza d'ingresso risulta minore.

L'azione del direttore è analoga a quella del riflettore, la sola variante è l'ubicazione di questi elementi cosidetti « parassiti ». Nel campo delle radiocomunicazioni ad onda ultra corta a banda stretta si giunge per migliorare il guadagno di antenna a porre i sudetti elementi « parassiti » a distanza 1/10 ÷ 15/100 di λ. L'antenna del tipo « Stacked Array » è costituita da due dipoli montati uno al disopra dell'altro con due riflettori dietro, quest'antenna chiamata pure « Antenna dei Laboratorii S/C » è indicata in fig. 5.

Con questo tipo di antenna si possono ricevere vari canali di televisione o di FM senza serie attenuazioni. Una tale combinazione offre dei grandi vantaggi. I dipoli sovrapposti valgono a fornire una buona direttività nel piano verticale dato che in televisione è desiderata sola l'onda diretta a portata ottica e quindi questo dispositivo si presta egregiamente ad evitare qualsiasi riflessione o segnali di disturbo giungenti sull'aereo da diverse direzioni con un conseguente miglioramento della ricezione. Con questo tipo di antenna si ha un guadagno di circa 1,5 volte contro un'attenuazione per i segnali giungenti sull'antenna dalla parte posteriore di circa 3 a 1.

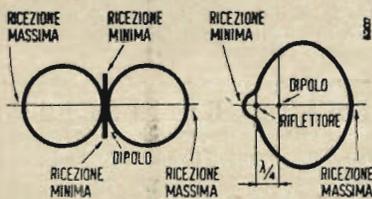



Fig. 3. - *Diagrammi orizzontali di un'antenna a mezza lunghezza d'onda e di un dipolo a riflettore.*

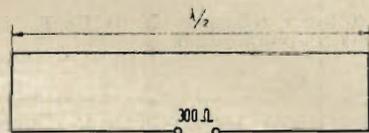



Fig. 4. - *Dipolo piegato (folded dipole) con impedenza centrale di 300 ohm.*

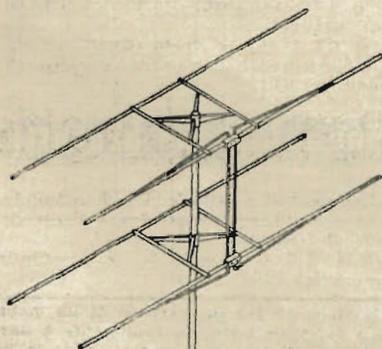



Fig. 5. - *Antenna tipo « Stacked Array » dei Laboratorii S/C, consistente in due dipoli sovrapposti.*

L'uso di quest'antenna è indicato in aree congestionate o per forti distanze dove l'uso di un solo dipolo risulta insufficiente a selezionare l'onda desiderata. Questi due dipoli sono variazioni effettuate sul dipolo piegato e rispetto a quest'ultimo presentano una maggiore larghezza di banda e una più elevata impedenza centrale. Le caratteristiche di propagazione delle O. U. C. sono quasi ottiche e ne consegue che la ricezione è tanto migliore quanto più le antenne, sia riceventi che trasmittenti, sono site in alto, si viene ad evitare in questo modo ostacoli infrapposti e assorbimenti nocivi; la portata di un trasmettitore oltrechè alla sua potenza irradiata è strettamente legata all'altezza dal terreno del suo organo irradiante. La stazione per televisione WNBT di New York ha l'antenna posta a più di 400 metri dal suolo e precisamente sulla sommità dell'Empire State Building e dalla relazione:

$$d = \sqrt{2h}$$

dove:

d = è la distanza in miglia;

h = altezza in piedi dell'antenna dal suolo;

e facile ricavare il raggio dell'area utilmente ricoperta da detta stazione (50 miglia circa). Il grafico della figura 6 rappresenta la distanza massima di ricezione in funzione dell'altezza dell'antenna dal suolo. Sopraelevando l'antenna ricevente la distanza aumenta secondo la seguente espressione:

$$d = \sqrt{2\,h_t} + \sqrt{2\,h_r}$$

dove:

d = distanza in miglia;

h_t = altezza dal suolo dell'antenna trasmittente (in piedi);

h_r = altezza dal suolo dell'antenna ricevente (in piedi).

Svariate antenne sono state studiate per coprire una larghissima banda di frequenze come tutta la banda di televisione e la banda FM compresa, fra questa è degna di nota l'antenna « Andrew Di-Fan ».

Questo tipo di antenna copre la banda 44 ÷ 216 MHz, l'impedenza centrale di questa è di 300 ohm, è riprodotta nella fig. 7.

In aree suburbane dove abbonda lo spazio libero e dove i segnali sono deboli è raccomandato l'uso dell'antenna a « V » indicata in figura 8.

Una realizzazione più efficiente dell'antenna a « V » è data dall'antenna a rombo rappresentata in figura 9. L'antenna a rombo non riceve segnali posteriormente, ha un elevato guadagno ed un piccolo angolo, viene alimentata con cavo di 300 ohm e se accordata su 70 MHz può vantaggiosamente coprire una banda da 40 a 110 MHz. In molte aree dove i segnali giungono abbastanza distanziati in direzione l'avere un'antenna eccessivamente direzionale causa delle severe perdite in intensità per i segnali che si trovano agli estremi della gamma abbracciata dall'antenna.

La soluzione più semplice la si trova nella realizzazione della « Workshop Associates ».

Quest'antenna permette la ricezione di segnali giungenti su di essa da qualsiasi direzione; nel campo sperimentale ha dato buoni risultati evitando i fenomeni dovuti a riflessioni o a disturbi di cui si è parlato prima.

In aree particolarmente disturbate si può usare un'antenna del tipo « Stacked Array » con i riflettori opportunamente orientati a seconda del caso. Una soluzione molto comoda di questo problema può essere quella di usare un'antenna a banda larga ed orientarla ruotandola a seconda del canale desiderato. Fra le realizzazioni che seguono questo principio va annoverato il complesso costruito dalla « Kings Electronics » costituito da due dipoli contenuti nel piano orizzontale e normali fra di loro entrambi del tipo a banda larga; l'uno con centro banda a 64 MHz

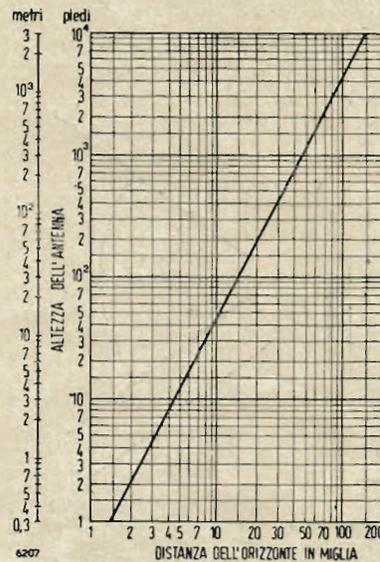



Fig. 6. - *Questo grafico dà la relazione tra altezza di antenna e distanza di orizzonte in miglia.*

e il secondo con centro banda a 192 MHz (nuova banda assegnata alla televisione tutt'ora in servizio sperimentale). L'intero complesso può essere ruotato tramite un quadretto di comando a distanza, sito in prossimità del ricevitore. L'impedenza è di 100 ohm. Nel caso che si debba installare un'antenna per questo campo di frequenze in aree dove gli edifici sono tali da impedire la portata ottica sono da sfruttare le eventuali riflessioni, è ovvio che in questo caso le soluzioni da adottarsi vanno sperimentate caso per caso e qui può verificarsi la condizione che per vari segnali in arrivo, variando la direzione delle riflessioni, si debba ricorrere all'impianto di vari sistemi di antenna.

Fig. 7. - *Antenna tipo « Andriew Di-Fan ». Quest'antenna copre una banda di frequenze molto vasta senza sensibili attenuazioni.*

Dove una sola antenna alimenta più ricevitori televisivi o ricevitore per FM, come si verifica in impianti comuni per appartamenti privati o alberghi, possono nascere varie difficoltà d'installazioni dovute a fenomeni di battimento che vengono a generarsi quando i vari ricevitori alimentati dall'antenna comune si trova-

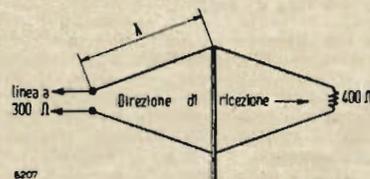



Fig. 8. - *Antenna a « V ».*

no sintonizzati su vari canali. Quando si verifica questo fenomeno vari sono i mezzi usati per ovviare a questo inconveniente, il più semplice fra questi e quello di porre in serie alla derivazione del cavo che alimenta ogni singolo ricevitore, un filtro ad *H* i cui valori vanno ricercati in funzione dell'attenuazione che si vuol ottenere e l'attenuazione a sua volta è legata al grado con cui il fenomeno di battimento interviene nell'impianto considerato.

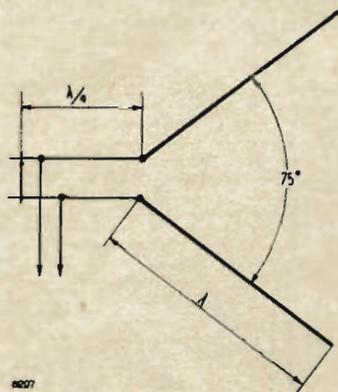



Fig. 9. - Antenna di tipo rombico. Ha un elevato guadagno ed un piccolo angolo di ricezione. Può vantaggiosamente coprire una banda da 40 a 110 MHz.

Ovviamente un filtro siffatto viene a diminuire il livello del segnale in arrivo e di conseguenza queste installazioni richiedono una tecnica speciale. Un secondo sistema seguito è quello di installare varie antenne fortemente direttive, ognuna accordata ed orientate sul rispettivo canale assegnate ad esse; ogni antenna fa capo ad un amplificatore che con uscita sul catodo alimenta la linea rispettiva che fa capo ai ricevitori distribuiti lungo questa. In ricezione passando da un programma all'altro si commuta allora la linea di alimentazione d'entrata. In ogni caso l'orientamento d'antenna è un'operazione molto critica e si dovrà quindi procedere ad una accurata messa a punto misurando l'intensità di campo in arrivo al ricevitore prima di fissare l'antenna in posizione definitiva. Lo spostamento sia pure lieve di un'antenna può pesare molto sulla sua efficenza; la posizione da preferirsi in ogni caso è sempre quella più elevata e si dovrà evitare che corpi conduttori vengano ad essere ad una distanza non minore di tre metri.

BB

pubblicazioni ricevute

W. SOROKINE, **Résistences Condensateurs Inductances Transformateurs - Aide-memoire du Depanneur.** - Vol. di 96 pagg. (15,5×24), 39 figure, stampato a cura della «Société des Editions Radio». Prezzo 140 Fr.

Nel volume è raccolto tutto quanto il radioriparatore deve conoscere relativamente ai codici di colori, ai valori, alla realizzazione, alla riparazione ad al calcolo delle resistenze, dei diversi tipi di condensatori, delle induttanze di filtro, dei trasformatori di alimentazione e di uscita. Esempi concreti, e numerose tabelle, per la massima parte inedite, completano questa raccolta di dati.

L. GAUDILLAT, **Dictionnaire Radiotechnique Anglais-Français** - Vol. di 84 pag. (14×18), stampato a cura della «Société des Editions Radio». Prezzo 120 Fr.

Comprendendo circa 4090 termini, espressioni ed abbreviazioni con gli equivalenti francesi esatti, il volumetto abbraccia largo campo della radio, della tecnica elettronica e della televisione. Altri termini di meccanica, di acustica, di ottica e di chimica che ricorrono frequentemente in radiotecnica sono riportati in questo interessante dizionario.

R. BESSON, **Schémas d'Amplificateurs Basse-Fréquence.** Album di 72 pag. (27×21) 109 figure, stampato a cura della «Société des Editions Radio». Prezzo 150 Fr.

E' una raccolta di schemi di 18 amplificatori destinati all'impiego in unione a radioricevitori e a fonografi, negli impianti sonori cinematografici e nelle apparecchiature mobili. Sono date tutte le indicazioni necessarie alla loro realizzazione. Non ci risulta che il volume sia in vendita in Italia.

W. T. COCKING, M.I.E.E., **Television Receiving Equipment** (seconda edizione). Di pagine 380 (10,5 x 17,5) con circa 210 illustrazioni e diverse tavole fuori testo. Pubblicato per «Wireless World» a cura di Iliffe & Sons, Ltd., Dorset House Stamford Street, London SEI, nel febbraio 1947. Prezzo 12s 6d netto.

Questa nuova edizione di un volume già largamente conosciuto ante guerra e giustamente apprezzato per la vastità della materia trattata con la massima chiarezza e concisione, viene a noi largamente riveduto ed arricchito.

In particolare il capitolo riguardante la deflessione elettromagnetica è stato notevolmente aumentato ed a ragione, giacchè questo sistema è oggi quasi universalmente usato. Modifiche ed aggiunte ha pure subito il capitolo riguardante i generatori a denti di sega, mentre i capitoli VIII e IX, che trattano dell'amplificazione della video-frequenza e della media-frequenza, sono stati quasi completamente rifatti.

Il volume è senz'altro raccomandabile, oltre che per la completezza della materia svolta, in ottima veste editoriale, per la chiarezza e la lucidità della stesura.

W. J. TUCKER & R. S. ROBERTS, **Plastics for Electrical and Radio Engineers.** Di pagine XII-148 (14 x 23) con 24 illustrazioni e 16 tabelle. Stampato a cura di The Technical Press Ltd., Gloucester Road, Kingston Hill, Surrey. Prezzo 15s netto.

Nel progetto di una apparecchiatura elettrica o radio è fondamentalmente importante poter mantenere in ogni istante il controllo della corrente che scorre in ogni parte del circuito. Il controllo, come è noto, è assicurato dal fatto che mentre alcuni materiali conducono la corrente, altri si oppongono al suo passaggio. Che un materiale risulti conduttore o isolante dipende dalle caratteristiche molecolari del materiale stesso. La scelta del materiale isolante più opportuno per una determinata applicazione non è affatto semplice. Il volume di W. J. Tucker & R. S. Roberts vuole appunto aiutare il tecnico in questa scelta, nel campo dei materiali plastici.

Il capitolo 1 dà i principi elementari della chimica organica, definisce la natura e la struttura dei materiali plastici e spiega perchè essi siano buoni isolanti. Gli stessi sono classificati ed analizzati nel capitolo II, nel capitolo III sono spiegati i termini e le definizioni usate nel volume e sono forniti dati interessanti sulle condizioni di collaudo e di misura caratteristiche. I capitoli IV, V e VI servono di guida per il progetto e la costruzione di materiali isolanti plastici. Il capitolo VII è dedicato alle aplicazioni dei materiali plastici nella costruzione di trasformatori, bobine ed altri parti staccate per radio e circuiti elettrici; il capitolo VIII al progetto ed alla costruzione di fili coperti e di cavi.

R. KEEN, **Wireless Direction Finding** (IV edizione). Di pagine XII-1059 (13 x 20,5) con 633 illustrazioni ed alcune tabelle, legato in tela. Pubblicato a cura di Iliffe & Sons, Ltd., Dorset House, Stamford Street, London SEI, nell'agosto 1947. Prezzo 45s netto.

In vista delle nuove spettacolari applicazioni della tecnica delle trasmissioni ad impulsi nella navigazione radiocomandata e nella radiolocalizzazione degli ostacoli, l'autore ha colto l'occasione presentata dalla pubblicazione di questa quarta edizione per includere nel volume molto materiale reso noto in questi ultimi tempi.

Tra i nuovi argomenti, interessanti quelli che trattano del progetto e del collaudo di radiogoniometri ad alta frequenza, delle linee di trasmissione applicate ai sistemi aerei Adcock e delle cause e della riduzione degli effetti di risonanza negli aerei e nelle linee di alimentazione Adcock.

La Parte che riguarda il radiocomando di apparecchiature in movimento è stata, come dice l'editore nella presentazione del volume, totalmente rifatta. In più sono state aggiunte nuove sezioni a vari capitoli.

PERIODICI ESTERI

La Radio Revue, anno VIII, n. 7, agosto 1947.

Le Haut-Parleur, anno XXIII, nn. 797, 798, 799, 800, 12-26 agosto, 9-23 settembre 1947.

London Calling, nn. 413, 414, 415, 416, 417, 418.

Popular Radio, anno XIX, n. 10, ott. 1947.

Radio Craft, vol. XVIII, n. 12, settem. 1947.

Radio News, vol. XXXVIII, n. 3, settembre 1947.

Radio Service, anno VII, nn. 41-42, maggio-giugno 1947.

Revista Telegrafica Electrotecnica, anno XXXV, n. 419, agosto 1947.

R.S.G.B. Bulletin, vol. XXIII, n. 3, sett. 1947

Technische Mitteilungen - Bulletin Technique - Bollettino tecnico, anno XXV, n. 4, luglio-agosto 1947.

The Irish Radio and Electrical Journal, vol. IV, nn. 53, 54, luglio-agosto 1947.

Toute la Radio, anno XIV, n. 118, sett. 1947.

Wireless Engineer, vol. XXIV, n. 288, settembre 1947.

PERIODICI ITALIANI

Elettronica, anno II, nn. 5-6, luglio-agosto 1947.

Il Radio Giornale, anno XXV, n. 4, luglio-agosto 1947.

Tecnica Elettronica, vol. II, n. 3, settembre 1947. Fasc. di 100 pagg. Prezzo L. 300.
- Notiziario.
- Collaborazione (AP).
- Misure a frequenze elevate (D. B. Sinclair) - Parte prima.
- Il calcolo degli amplificatori in classe C (G. Gaiani).
- Un nuovo trasmettitore Brown-Boveri per telegrafia commerciale (1. Thrachmann).
- Amplificatori con reazione (D. Migneco).
- Rettificatori a cristallo (P. Lombardini)
- Metodi di misura delle perdite dielettriche a frequenze superiori a 100 MHz (H. W. Stawski).
- CQ DX 20 meter phone (i1RM).
- Radiotrasmissioni a grande distanza (R Lentini, i1RL).

segnalazione brevetti

Perfezionamento nelle bobine di autoinduzione con nucleo massiccio per l'eliminazione di frequenze perturbatrici.
BOSCH Robert G.m.b. H. a Stoccarda (Germania) (408-7).

Procedimento per ottenere su di un mobile la cui traiettoria sia totalmente o parzialmente guidata la manifestazione di segnali posti lungo la traiettoria stessa.
COUTURE Guido & ZANCHI Armando a Roma (408-7).

Apparecchio generatore di correnti elettriche oscillanti ad impulsi di forma prestabilita.
DANSK Industri Syndikat Compagnie Madsen A/S a Copenaghen (408-7).

Alto-parlante elettrostatico, privo di membrana e di ogni altro elemento materiale vibrante a presa diretta sull'aria atmosferica, per la riproduzione al naturale, nella loro purezza originaria, delle voci e dei suoni trasmessi.
DE SANTIS Salvatore a Napoli (408-7).

Sistema di segnalazione elettrica.
F.A.C.E. Fabbrica Apparecchiature per Comunicazioni elettriche a Milano (408-7).

Procedimento per la saldatura di reofori in lastre di vetro di notevole spessore, particolarmente per tubi a scarica elettrica e simili.
FERNSEH G. m. b. H. a Berlin-Zehlendorf (409-7).

Procedimento per l'esplorazione di immagini nelle trasmissioni televisive a colori.
FERNSEH G. m. b. H. a Berlin-Zehlendorf (409-7).

Connessione per la moltiplicazione di frequenze in particolare nel campo delle onde ultracorte.
FIDES Gesellschaft fuer die Verwaltung und Verwertung von Gewerblichen Schutzrechtrn m. b. H. a Berlino (410-7).

Tubo elettronico per la generazione e la amplificazione di onde ultracorte.
..AUSSER Isolde a Heidelberg (Germania) (410-7).

Perfezionamento nei radioapparecchi di emissione per la produzione di linee di rotta.
LORENZ C.A.G. a Berlin-Tempelhof (411-7).

Dispositivo per passare radiocomunicazioni ai centralini delle reti telefoniche.
LORENZ C.A.G. a Berlino-Tempelhof (411-7).

Trasmettitore elettrico di immagini di prova per scopi televisivi.
LORENZ C.A.G. a Berlin-Tempelhof (411-7).

Dispositivo di commutazione per bobine di alta frequenza impiegate nelle apparecchiature radioelettriche.
SIEMENS Soc. An. a Milano (412-7).

CONSULENZA

GTer 6699 - Abbonato 10557

Le differenze che esistono tra il tubo 6SF5 e il tubo 6J5 riguardano:

1) i collegamenti allo zoccolo che seguono l'ordine tracciato nella fig. 1;

2) i fattori caratteristici, cioè la pendenza S, la resistenza interna Ri e il coefficiente di amplificazione μ, che sono qui riportati in termini di confronto.

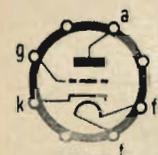



Fig. 1 - (Consulenza 6696)

	Tubo 6J5	Tubo 6SF5
S	2,6 mA/V	1,5 mA/V
Ri	7700 Ω	66.000 Ω *
μ	20	100

* (Va = 250 V; Vg = 2 V).

Nel computo dell'amplificazione di tensione con accoppiamento a resistenza e capacità (V_u/e_g), occorre riferirsi al

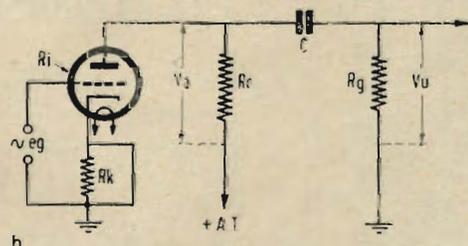
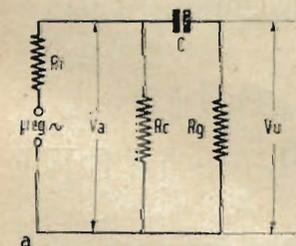



Fig. 2a e 2b (Consulenza 6699)

circuito differenziale equivalente della fig. 2a, in cui si è applicata una tensione μe_g. Posto di trascurare l'effetto della reattanza $1/\omega C$ del condensatore di accoppiamento, nonchè di commisurare la resistenza di carico ad R_c, anzichè ad

$$\frac{R_c \cdot R_g}{R_c + R_g}$$, si ha facilmente:

$$V_u = V_a = R_c \frac{\mu \cdot e_g}{R_c + \varrho}$$

quindi: $$\frac{V_u}{e_g} = \frac{R_c \cdot \mu}{R_c + \varrho}$$

Per R_c = 0,1 MΩ, si ha:

$$\frac{V_u}{e_g} = 13, \text{ per il tubo 6J5 e}$$

$$\frac{V_u}{e_g} = 60, \text{ per il tubo 6SF5.}$$

Nel caso di cui ci si occupa la maggiore amplificazione di tensione data dal tubo 6SF5 non è dannosa, in quanto è previsto un regolatore della tensione di entrata ($R1$). E' invece da tener presente che il resistore catodico di polarizzazione che è di 2500 Ω per il tubo 6J5, occorre sia di 3400 Ω per il tubo 6SF5. Questi richiede infatti una tensione di polarizzazione di ~ —3 V (per Va = = 250 V a valle del resistore di carico da 0,1 MΩ) ed essendo Ia = 0,9 mA, si ha immediatamente:

$$R_k = \frac{3,5}{0,9 \cdot 10^{-3}} = 3333 \ \Omega,$$

cioè praticamente 3400 Ω.

Gli altri elementi dello stadio, cioè C14, R4, C6, C7 e C9 non subiscono invece alcuna modifica.

Le caratteristiche tecniche e costruttive del tubo DG9/3, che è usato per oscilloscopia, sono:

— deviazione elettrostatica doppia simmetrica;
— diametro max dello schermo 103 mm;
— lunghezza totale max senza piedini 349 mm;
— tensione di accensione 4,0 V;
— corrente di accensione 1,0 A;
— tensione max sul secondo anodo (Va_2 max) 1200 V;
— tensione max sul primo anodo (Va_1 max) 500 V;
— polarizzazione di griglia per bloccare il raggio (Vg max) — 40 V;

Le caratteristiche di servizio risultano:

— tensione sul secondo anodo (Va_2) 1000 V;
— tensione sul primo anodo (Va_1) 400 V;
— tensione di griglia max, da regolare fino ad ottenere la massima luminosità del punto — 40 V;
— sensibilità delle placche di deviazione dalla parte del catodo 0,40 mmV;
— sensibilità delle placche di deviazione dalla parte dello schermo 0,31 mmV;
— dissipazione di punta dello schermo 5 mW/cm²;
— velocità di registrazione 0,5 km/sec;
— capacità fra la griglia e tutti gli altri elettrodi 7,5 pF;
— capacità delle placche di deviazione

Fig. 3 (Consulenza 6699)

dal lato catodo 2,6 pF;
— capacità delle placche di deviazione dal lato schermo 2,8 pF.

Il tubo DG9/3, che è ad accensione indiretta come il tubo DG7/2, sostituisce immediatamente quest'ultimo, ove

si provveda ad ottenere le condizioni di funzionamento precisate. A tal uopo occorre realizzare il circuito di alimentazione riportato nella fig. 3, in cui si utilizza un diodo raddrizzatore tipo 879. Nello schema della fig. 4 si fa uso in-

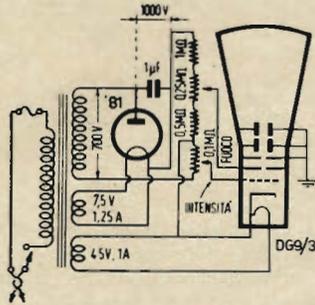



Fig. 4 (Consulenza 6699)

vece di un tubo 81. Anche il tubo 1876 della Philips (Vf = 4,0 V; If = 0,3 A; tensione alternata max V_{eff} = 850 V) può servire allo scopo.

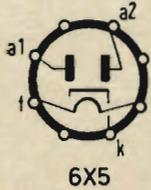



Fig 5 (Consulenza 6699)

Anche il tubo 6X5 che è a riscaldamento indiretto (6,3 V; 0,6 A) può sostituire il bidiodo a riscaldamento diretto 5Y3. Le modifiche da apportare riguardano unicamente le connessioni allo zoccolo, precisate nella fig. 5.

GTer 6700 - Sig. N. B.

Bonate Sotto (Bergamo).

Chiede lo schema di un trasmettitore modulato utilizzante due tubi RV12-P2000. *Desidera inoltre alcune precisazioni sul modo di costruire un aereo a dipolo, per le bande di 40 e di 20 mt.*

Lo schema elettrico del trasmettitore è dato nella fig. 12, in cui si riportano anche i dati costruttivi degli induttori e quelli delle impedenze di arresto. Sui problemi teorici e pratici riguardanti gli aerei per trasmissione, dirà ampiamente in altra sede l'autore di questa consulenza.

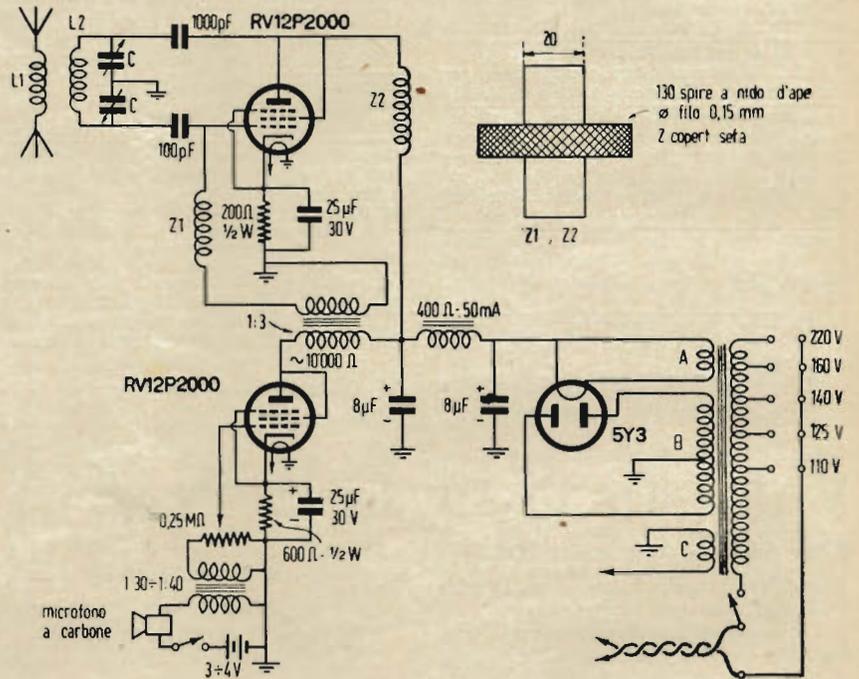



Fig. 1. - (Consulenza 6700).
C=2×150 pF. L1=4 sp. filo rame sm. 10/10, supporto 45 mm.; L2=16 sp. filo rame sm. 8/10, supporto 55 mm. *Trasformatore alimentazione*: A=5 V - 2 A; B=300+300 V - 50 mA; C=12,6 V - 0,3 A.

indirizzi utili

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIOAPPARECCHIATURE

ADEX « Victor », Via Aldo Manuzio, 7, Milano, Tel. 62-334 - Laboratori Elettrochimici.

Applicazioni Piezoelettriche Italiane Via Donizzetti, 45, Milano.

A.R.S. - C.so Sempione 23 bis, Torino.

ARTELMA - Articoli elettroindustriali di M. Annovazzi - Via Pier Capponi, 4, Milano, Tel. 41-480. - Filo smaltato, filo litz, conduttori.

AVIDANO Dott. Ing. - Via Bisi Albini, 2, Milano, Tel. 693502 - Trsfornatori ed altoparlanti.

B.C.M. BISERNI & CIPOLLINI - MILANO - Corso di Porta Romana, 96, Telefono 578-438.

BIERRE di Battista Redaelli - Corso Garibaldi, 75, Milano, Tel. 65-847.

BOSCO MARIO - Via Sacchi, 22, Torino - Tel. 59-110 - 45-164.

BOSIO G. L. - Corso Galileo Ferrari, 37, Torino, Tel. 45-485.

C.R.E.M. - s. r. l. - Commercio Radio Elettrico Milanese - Via Durini, 31, Milano, Tel. 72-266 - Concessionaria esclusiva condensatori Facon.

C.R.E.S.A.L. di Salvadori Poggibonsi - (Siena) Gruppi A.F.

DINAMID - **Cordine per indice radioscala** - Via Novaro, 2 - Affori (Milano) - Telefono 698104.

ENERGO - Via Padre Martini, 10, Milano, Tel. 287-166 - Filo animato in lega di stagno per saldature radio.

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

FARINA - Via A. Boito, 8, Milano, Tel. 86-929, 153-167.

FRATELLI GAMBA - Via G. Dezza, 47, Milano, Tel. 44-330.

Soc. F.R.E.A. - Forniture Radio - Elettriche Affini - Via Padova, 9, Milano, Telef. 280-213 283-596.

A. G. GROSSI - Viale Abruzzi 44, Milano, Tel. 260697 - Scale parlanti.

I.C.A. - Vernici striroliche - Via Braga 1, tel. 696546, Milano.

INDUSTRIA COSTRUZIONI RADIO MARZOLI s. p. a. (Brevetti Marzoli) - Via Strambio, 17, Milano, Tel. 293-809 - Resistenze per radio.

INDUSTRIALE RADIO - S. in accomandita semplice di **E. Camagna, M. Libero & C.** - Via Principe Tommaso, 30, Torino, Tel. 64-130.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MARTINI ALFREDO - Corso Lodi, 106, Milano, Tel. 577-987 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano, Tel. 581-602.

P. MODOTTI - Via Carducci 10, Udine - Scale parlanti di tutti i tipi.

ORGAL RADIO - Viale Monte Nero 62, Milano, Tel. provv. 580442.

PEVERALI FERRARI - C.so Magenta 5, Milano, Tel. 86469.

DINO SALVAN - Ingegnere Costruttore Nuova radio - Milano, Via Torino 29, Tel. 16901 - 13726.

R.A.D.A.R. di Speroni-Cardi G. (Ditta) - Via Vallazze, 74-98, Milano, Tel. 293-363 - 296-313. Pezzi staccati d'occasione.

RADIO Dott. A. BIZZARRI - Via G. Pecchio, 4, Milano (Loreto), Tel. 203-669. - Ditta specializzata forniture per radioriparatori ed O. M.

RADIO TAU - Via G. B. Pergolesi, 3, Milano, Tel. 274-622.

REFIT - Milano, Via Senato 22, Tel. 71083 - Roma, Via Nazionale 71, Tel. 480678 - 44217.

ROMUSSI (DITTA) - Via Benedetto Marcello, 38, Milano, Tel. 25-477 - Fabbricazione scale parlanti per radioapparecchiature.

SAMPAS - Via Savona, 52, Milano, Tel. 36-336 - 36387.

S.A.T.A.N. - **Soc. An. Trasformatori al neon** - Via Brera 4, Milano, Tel. 87965.

TRACO S. A. - Via Monte di Pietà, 18, Milano, Tel. 85-960.

TERZAGO - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 690-094 - Lamelle per trasformatori e per motori trifase e monofase.

TRANSRADIO - Costruzioni Radioelettriche di Paolucci & C. - Piazzale Biancamano, 2 - Milano, Tel. 65-636.

VALLE - Via S. Donato, 2 - Piazza Statuto, 22, Torino, Tel. 52-475 - 40840.

VILLA RADIO - Corso Vercelli, 47, Milano, Tel. 492-341.

VORAX S. A. - Viale Piave, 14, Milano, Tel. 24-405.

AVVOLGIMENTI

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

BOBINATRICI - AVVOLGITRICI

CALTABIANO Dott. R. - Radio Prodotti - Corso Italia, 2, Catania - Rappresentante Bobinatrici Landsberg.

COLOMBO GIOVANNI - Via Camillo Hajech, 6, Milano, Tel. 576-576.

DICH FEDERICO S. A. - Industria per la fabbricazione di macchine a Trecciare - Via Bellini, 20, Monza, Tel. 36-94.

FRATTI LUIGI - Costruzioni Meccaniche Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

GARGARADIO di Renato Gargatagli - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 270-888.

HAUDA - Officine Costruzione Macchine Bobinatrici - Via Naviglio Alzaia Martesana, 110 - (Stazione Centrale) - Milano.

MARCUCCI M. & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

MICROTECNICA - Via Madama Cristina, 149, Torino.

PARAVICINI Ing. R. - Via Sacchi, 3, Milano, Tel. 13-426.

TORNITAL - Fabbrica Macchine Bobinatrici - Via Bazzini, 34, Milano, Telefono 290-609.

CONDENSATORI

ELETTROCONDENSATORE - Viale Papiniano, 3, Milano, Tel. 490-196.

ELETTRO INDUSTRIA - Via De Marchi, 55 Milano, Tel. 691-233.

I.C.A.R - Industria Condensatori Apparati Radioelettrici - Corso Monforte, 4, Milano, Tel. 71-262 - Stabilimento: Via Mentana, 12, Monza

MICROFARAD - Fabbrica Italiana Condensatori - Via Derganico, 20, Milano, Tel. 97-077 - 97-114.

P.E.C. - Prodotti Elettro Chimici - Viale Regina Giovanna, 5, Milano, Tel. 270-143.

COSTRUTTORI DI APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE

A. L. I. - Ansaldo Lorenz Invictus - Via Lecco, 16, Milano, Tel. 21-816.

ALTAR RADIO - Azienda Livornese Telegrafica Applicazioni Radio di Romagnoli e Mazzoni - Via Nazario Sauro, 1, Livorno, Tel. 32-998.

A.R.E.L. - Applicazioni Radioelettriche - Via Privata Calamatta, 10, Milano, Tel. 53-572.

A.R.S. - C.so Sempione 23 bis, Torino.

ASTER RADIO - Viale Monte Santo, 7, Milano, Tel. 67-213.

C. G. E. - Compagnia Generale di Elettricità - Via Borgognone, 34 - Telegr.: Milano, Tel. 31-741 - 380-541 (Centralino).

C.R.E.A.S. - Costruzioni Radio Elettriche Applicazioni Speciali - Via G. Silva, 39, Milano, Tel. 496-780.

DUCATI - Società Scientifica Radio Brevetti Ducati - Largo Augusto, 7, Milano, Tel. 75-682-3-4.

ELECTA RADIO - Via Andrea Doria, 33, Milano, Tel. 266-107.

ELEKTRON - Officine Radioelettriche di Precisione - Via Pasquirolo, 17 Milano Tel. 88.564.

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

EVEREST RADIO di A. Flachi - Via Vitruvio, 47, Milano, Tel. 203-642.

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI - Sesto S. Giovanni, Milano - Casella Postale 3400

I.C.A.R.E. - Ing. Corrieri Apparecchiature Radio Elettriche - Via Maiocchi, 3, Milano, Tel. 270-192.

IRRADIO - Via Dell'Aprica, 14, Milano, Tel. 691-857.

LA VOCE DEL PADRONE - COLUMBIA MARCONIPHONE - (S.A.) Via Domenichino, 14, Milano, Tel. 40-424.

L.I.A.R. Soc. a.r.l. - Laboratori Industriali Apparecchiature Radioelettriche - Via Privata Asti, 12, Milano.

MAGNADYNE RADIO - Via Avellino, 6, Torino.

MELI RADIO - Piazza Pontida, 42, Bergamo, Telefono 28-39 - Materiale elettrico radiofonico e cinematografico.

M.E.R.I. - Materiale Elettrico Radiofonico Indicatori - Viale Monte Nero, 55, Milano, Telefono 581-602.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

NOVA - Radioapparecchiature Precise Piazza Cavour, 5, Milano, Tel. 65-614 - Stabilimento a Novate Milanese, Tel. 698-961.

«OMNIA» ELETTRO RADIO - Via Albertinelli 9, Milano.

O. R. E. M. - Officine Radio Elettriche Meccaniche - Sede Sociale Via Durini, 5 Milano - Stabilimento in Villa Cortese (Legnano) - Recapito Commerciale provvisorio, Corso di Porta Ticinese, 1, Milano Tel 19-545.

PHILIPS RADIO - Via Bianca di Savoia, 18-20, Tel. 380-022.

RADIO GAGGIANO - Officine Radioelettriche - Via Medina, 63 Napoli, Tel. 12-471 - 54-448.

RADIO PREZIOSA - Corso Venezia, 45, Milano, Tel. 76-417.

RADIO SCIENTIFICA di G. LUCCHINI - Negozio, Via Aselli, 26, Milano, Tel. 292-385 - Officina, Via Canaletto, 14, Milano.

RADIO SUPERLA - Via C. Alberto 14 F, Bologna.

RADIO TELEFUNKEN - Compagnia Concessionaria: Radioricevitori Telefunken, Via Raiberti, 2, Milano, Tel. 581-489 578-427

S.A.R.E.T. - Società Articoli Radio Elettrici - Via Cavour, 43, Torino.

S. A. VARA - Via Modena, 35, Torino - Tel 23-615.

SIEMENS RADIO - S. per A. - Via Fabio Filzi, 29, Milano, Tel. 69-92.

SOCIETA' NAZIONALE DELLE OFFICINE DI SAVIGLIANO - Fondata nel 1880 - Cap. 100.000.000 - Dir.: Torino, C.so Mortara 4, tel. 22370 - 22470 - 22570 - 23891 - teleg.: Savigliano Torino.

TECNORADIO - Via Melzi 30, Somma Lombardo (Varese).

TITANUS RADIO - Fabbrica Ricevitori Amplificatori Strumenti Radioelettrici Piazza Amendola 3, Milano.

UNDA RADIO S. p. A. - Como - Rappresentante Generale Th. Mohwinckel - Via Mercalli, 9, Milano, Tel. 52-922.

U.R.E. - Universal Radio Electric - Via Vecchietti 1, Firenze - Esclusivista Italia - Estero: M.A.R.E.C., Via Cordusio 2, Milano.

WATT. RADIO - Via Le Chiuse, 61, Torino, Tel. 73-404 - 73-411.

DIELETTRICI, TUBI ISOLANTI - CONDUTTORI

C.I.E.M.I. - Fabbrica Tubetti Sterlingati Flessibili Isolanti Via Carlo Botta, 10, Milano, Tel. 53-298 50-662.

MICA - COMM. Rognoni - Viale Molise, 67, Milano, Tel. 577-727.

FONORIVELATORI - FONOINCISORI DISCHI PER FONOINCISORI

CARLO BEZZI S. A. ELETTROMECCANICA - Via Poggi 14, Milano, Tel. 292-447 - 292-448.

D'AMIA ing. Fonoincisori «DIAPHONE» - (brev. ing. D'Amia) - Corso Vitt. Emanuele, 26, Tel. 74-236 - 50-348.

MARSILLI - Via Rubiana, 11, Torino, Tel. 73-827.

SOC. NINNI & ROLUTI - Corso Novara, 3, Torino, Tel. 21-511 - Fonoincisori Rony Record.

S.T.E.A. - Dischi - Corso G. Ferraris, 137, Torino, Tel. 34-720.

GRUPPI DI ALTA FREQUENZA E TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA

ALFA RADIO di Corbetta Sergio - Via Filippino Lippi, 36, Milano, Tel. 268-668.

BRUGNOLI RICCARDO - Corso Lodi, 121 - Milano - Tel. 574-145.

CORTI GINO - Radioprodotti Razionali - Corso Lodi, 108, Milano, Tel. 572-803.

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

RADIO R. CAMPOS - Via Marco Aurelio, 22, Milano, Tel. 283-221.

ROSWA - Via Porpora, 145, Milano, Tel. 286-453

TELEJOS RADIO - Ufficio vendita in Varese, Via Veratti, 4 - Tel. 35-21.

VERTOLA AURELIO - Laboratorio Costruzione Trasformatori - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

IMPIANTI SONORI-RIPRODUTTORI TRASDUTTORI ELETTRO-ACUSTICI E ALTOPARLANTI - MICROFONI CUFFIE ECC.

DOLFIN RENATO - Radioprodotti do. re. mi - Piazzale Aquileja, 24, Milano, Tel. 498-048 - Ind. Telegr. Doremi Milano.

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

FONOMECCANICA - Via Mentana, 18, Torino.

A. FUMEO S. A. - Fabbrica Apparecchi Cinematografici Sonori - Via Messina, 43, Milano, Tel. 92-779.

RINALDO GALLETTI - Impianti Sonori - C.so Italia 35, Tel. 30580, Milano.

HARMONIC RADIO - Via Guerzoni, 45, Milano, Tel. 495-860.

LIONELLO NAPOLI - Viale Umbria, 80, Milano, Tel. 573-049.

M. MARCUCCI & C. - Via Fratelli Bronzetti, 37, Milano, Tel. 52-775.

METALLO TECNICA S. A. - Via Locatelli, 1, Milano, Tel. 65-431.

O.R.A. - Officine Costruzioni Radio ed Affini - Via Ciambellino, 82, Milano, Tel. 42-324.

SUGHERIFICIO AMBROSIANO - Via Antonini 20, Milano, Tel. 33075 - Setteri e guarnizioni per altoparlanti, ecc.

ISOLANTI PER FREQUENZE ULTRA ELEVATE

IMEC - Industria Milanese Elettro Ceramica - Ufficio vendita: Via Pecchio, 3, Milano, Tel. 23-740 - Sede e Stabilimento a Caravaggio, Tel. 32-49.

LABORATORI RADIO SERVIZI TECNICI

DEGANO ELIO - Viale Venezia, 204, Udine - Radioriparazioni, vendite e cambi.

DITTA FRATELLI MALISANI - Via Aquileja, 3 int. 2, Udine - Moderno Laboratorio radio - Vendita e riparazione apparecchiature radioelettriche.

GALLOTTA PIETRO - Via Capolago, 14, Milano, Tel. 292-733.

JOLY ALDO - Verrès (Aosta).

D. VOTTERO - Corso V. Emanuele, 17, Torino, Tel. 52-148.

RAPPRESENTANZE ESTERE

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Radioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

STRUMENTI E APPARECCHIATURE DI MISURA

BELOTTI S. & C. S. A. - Piazza Trento, 8, Milano - Telegr.: INGBELOTTI-MILANO - Tel. 52-051, 52-052, 52-053, 52-020.

AESSE - Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici - Via Rugabella, 9, Milano, Tel. 18-276 - Ind. Telegr. AESSE.

BOSELLI ENRICO (DITTA) - Forniture Industriali Apparecchi di Controllo - Via Londonio, 23, Milano, Tel. 91-420 - 95-614.

DONZELLI E TROVERO - Soc. a Nome Collettivo - Via Carlo Botta, 32, Milano, Tel. 575-694.

ELEKTRON - Officine Radioelettriche di Precisione - Via Pasquirolo, 17, Milano, Tel. 88-564.

ELETTROCOSTRUZIONI - Chinaglia - Belluno, Via Col di Lana, 22, Tel. 202, Milano - Filiale: Via Cosimo del Fante, 9, Tel. 36-371.

FIEM - Fabbrica Strumenti Elettrici di misura - Via della Torre, 39, Milano, Tel. 287-410.

G. FUMAGALLI - Via Archimede, 14, Milano, Tel. 50-604.

INDUCTA S. a R. L., Piazza Morbegno, 5, Milano, Tel. 284-098.

MANGHERINI A. - Fabbrica Italiana Strumenti Elettrici - Via Rossini, 25, Torino, Tel. 82-724.

MEGA RADIO di Luigi Chiocca - Via Bava, 20 bis, Torino, Tel. 85-316.

MIAL DIELETTRICI - Via Rovetta, 18, Milano, Tel. 286-968.

OHM - Ing. Pontremoli & C. - Corso Matteotti, 9, - Milano, Tel. 71-616 - Via Padova, 105, Tel. 285-056.

S.E.P. - Strumenti Elettrici di Precisione - Dott. Ing. Ferrari, Via Pasquirolo, 11, Tel. 12-278.

SIPIE - Soc. Italiana per Istrumenti Elettrici - Pozzi e Trovero - Via S. Rocco, 5, Milano, Tel. 52-217, 52-971.

Strumenti Elettrici di Misura - S.R.L. - Via Pietro Calvi, 18, Milano, Tel. 51-135.

TELAI CENTRALINI ECC.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

TRASFORMATORI

AROS - Via Bellinzaghi, 17, Milano, Tel. 690-406.

BEZZI CARLO - Soc. An. Elettromeccaniche - Via Poggi, 14, Milano, Tel. 292-447, 292-448.

ALFREDO ERNESTI - Via Palestrina, 40, Milano, Tel. 24-441.

LARIR - Laboratori Artigiani Riuniti Industrie Redioelettriche - Piazzale 5 Giornate, 1, Milano, Tel. 55-671.

L'AVVOLGITRICE di A. TORNAGHI, Via Tadino, 13, Milano.

MECCANOTECNICA ODETTI - Via Lepanto, 1, Milano, Tel. 691-198.

S.A.T.A.N. - Soc. An. Trasformatori al neon - Via Brera 4, Milano, Tel. 87965.

S. A. OFFICINA SPECIALIZZATA TRASFORMATORI - Via Melchiorre Gioia, 67, Milano, Tel. 691-950.

VERTOLA AURELIO - Laboratorio Costruzione Trasformatori - Viale Cirene, 11, Milano, Tel. 54-798.

VALVOLE RADIO

FIVRE - Fabbrica Italiana Valvole Radioelettriche - Corso Venezia, 5, Milano, Tel. 72-986 - 23-639.

PHILIPS RADIO S.p.A. - Milano, Viale Bianca di Savoia, 18, Tel. 32-541

Al momento di andare in macchina ci è giunto il seguente

COMUNICATO UFFICIALE A. R. I.

In questi ultimi giorni è stato finalmente raggiunto un accordo per una fattiva collaborazione tra l'A.R.I. ed il R.C.I. - In tal modo si ritengono superati gli annosi motivi di dissidio tra le due associazioni.

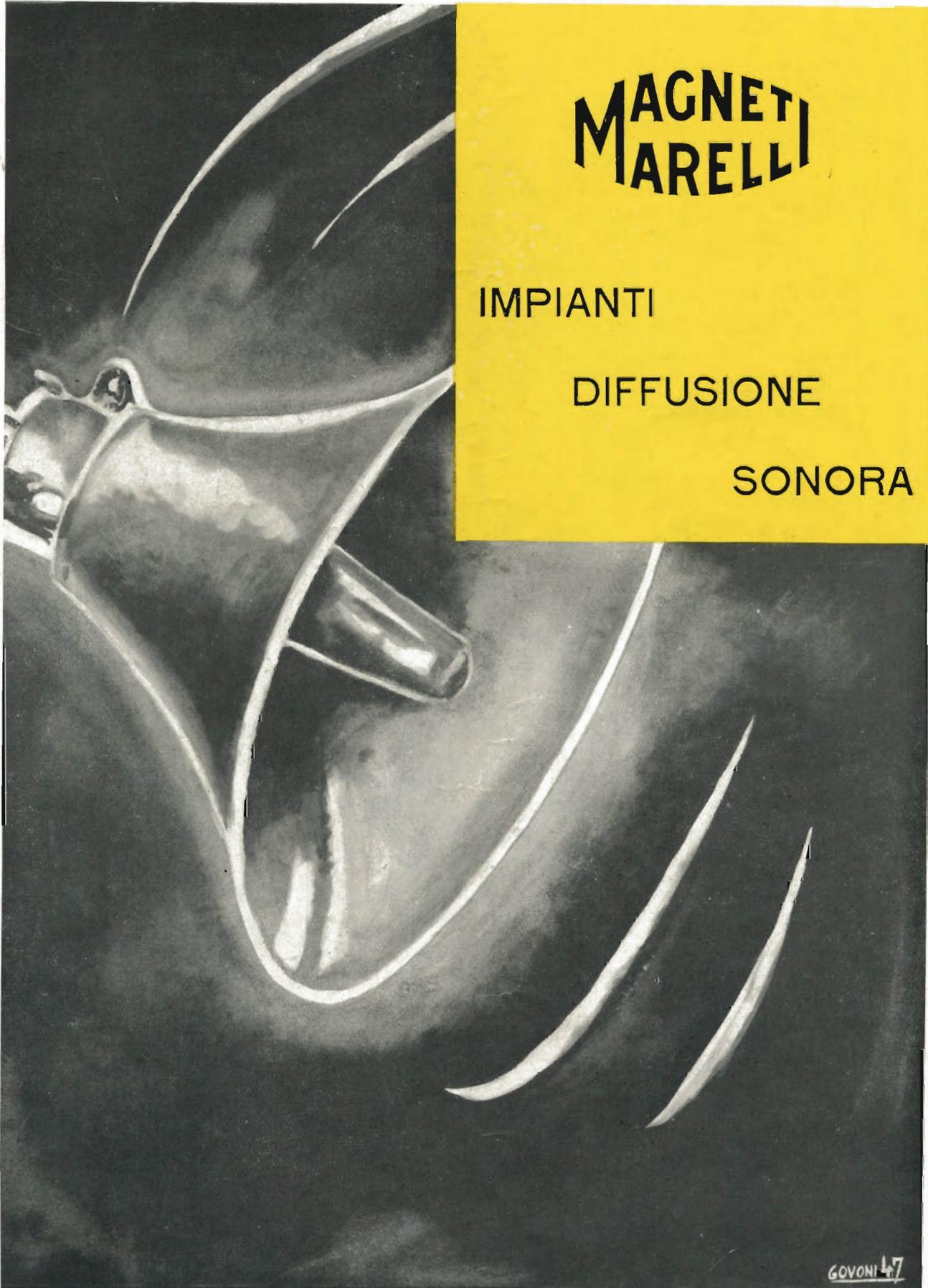
piccoli annunci

Sono accettati unicamente per comunicazioni di carattere personale. L. 30 per parola; minimo 10 parole. Pagamento anticipato.

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

CERCO purchè ottimo stato n. 1 e n. 3 di TECNICA ELETTRONICA 1946. Molaroni Tommaso - Via Boezio 92 - Roma.

STAZIONE OM ricetrasmittente 28 MHz funzionante vendo o cambio materiale. Rivolgersi: «L'Antenna», Via Senato 24, Milano.

VENDO ricevitore C9 perfetto Allocchio e Bacchini 12 valvole - Tel. 495552 - Milano.

Stampato dalla TIPEZ - Milano per conto della Editrice IL ROSTRO, Via Senato 24 - Milano - Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Autoriz. Pref. 043/10381

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

Distributori con deposito: LIGURIA - Ditta Crovetto, Genova, Via XX Settembre, 127 R - TOSCANA - A. R. P. E. Firenze, Via L. Alamanni 37 R - EMILIA - U. T. I. C. Bologna, Vicolo dell'Orto 3 - UMBRIA e MARCHE - Ditta Ugo Cerquetti, Ancona, Corso C. Alberto 89 - LAZIO - Società U. R. I. M. S., Roma, Via Sabrata, 13 - CAMPANIA e MOLISE - Ditta Donato Marini, Napoli, Via Tribunali, 276 - PUGLIE - Ditta Damiani Basilio, Bari, Via Trevisani, 162 - SICILIA - Ditta Nastasi Salvatore, Catania, Via Loggetta, 10

Tip. TIPEZ - Milano - V.le Cermenate, 56